

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería Aeroespacial

Modelado a altas frecuencias de filtros inductivos de modo común (Chokes)

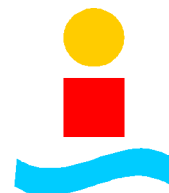
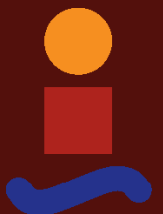
Autor: Luminita Bortosel

Tutor: Dr. Joaquín Bernal Méndez

Cotutor: Carlos Guillermo Domínguez-Palacios Durán

Dep. de Física Aplicada III
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería Aeroespacial

Modelado a altas frecuencias de filtros inductivos de modo común (Chokes)

Autor:
Luminita Bortosel

Tutor:
Dr. Joaquín Bernal Méndez
Profesor Titular

Cotutor:
Carlos Guillermo Domínguez-Palacios Durán
Investigador

Dep. de Física Aplicada III
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016

Trabajo Fin de Grado: Modelado a altas frecuencias de filtros
 inductivos de modo común (Chokes)

Autor: Luminita Bortosel
Tutor: Dr. Joaquín Bernal Méndez
Cotutor: Carlos Guillermo Domínguez-Palacios Durán

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Agradecimientos

A mis padres por encaminarme con energía hasta donde estoy y a mi pequeña hermana que simplemente con su alegría me trae el Sol en días de tormenta y la Luna en noches apagadas.

A aquellas personas con las que he vivido momentos de alegría, tristeza, aprobados, suspensos, aburrimiento, concentración y de autosuperación, tanto dentro del edificio cobrizo como fuera. Cada una de esas personas ha sido una pieza del puzzle que enmarco con orgullo en este momento, porque gracias a ellas, los días grises se convirtieron en motivación para seguir mi sueño y vivirlo intensamente.

A aquellos profesores que poseen el superpoder de enseñar a aprender. Cuando miro hacia atrás y observo mi yo que comenzó a estudiar Matemáticas I por primera vez, me doy cuenta de los retos superados y que he adquirido una nueva habilidad, resolver problemas en un tiempo reducido, con pocos conocimientos pero disponiendo de gran cantidad de información. La clave está en obtener la combinación óptima de esos tres ingredientes para cocinar la solución perfecta y un buen profesor transmite su arte para conseguirlo.

Sin lugar a duda, a las personas que han sido partícipes de manera directa, dando pinceladas a este trabajo diariamente y las me han acompañado durante la investigación. Especial agradecimiento a mi tutor, Joaquín Bernal Méndez, por darme la oportunidad de formar parte de un trabajo con carácter experimental. Tras cada día que pasaba, la cuesta para alcanzar el final se me hacía más abrupta. Sin embargo, con su apoyo, dedicación y profundo conocimiento en el campo de la compatibilidad electromagnética ha hecho que la aprendiz que ha escrito este trabajo mire por encima de los pensamientos negativos que rondaban por mi cabeza en momentos de fracasos espontáneos y consiga mi meta, dar el último paso para ser Graduada en Ingeniería Aeroespacial. Agradecer a mi cotutor, Carlos Domínguez-Palacios, y a José García Doblado por cada colaboración para que este proyecto saliera con éxito proporcionando una mejora continua y por cada consejo que me ha servido de apoyo en momentos de altibajos. También mencionar a los compañeros del grupo de investigación de Electrónica de Potencia que con sus dulces del desayuno y su buen humor han sido otra parte del éxito de esta memoria.

Quiero agradecer a una persona especial, que ha estado presente gran parte de esta etapa, por haberme parado los pies en el momento adecuado, hacerme ver que la acción de la historia transcurre mejor de lo que una se espera y que yo soy la que no escribe un buen final de cada capítulo.

Y, GRACIAS a todos los que me dedicaron con encanto su tiempo irreversible.

Índice

Agradecimientos	I
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Planteamiento del problema	2
1.3 Objetivos	3
1.4 Organización del documento	4
1.5 Metodología	4
2 Fundamentos del modelado de Chokes	7
2.1 Modelo de un choke a frecuencias bajas	7
2.2 Impedancia equivalente de un choke a baja frecuencia	8
2.3 Excitación en modo común y modo diferencial	9
2.4 Modelo de un choke a alta frecuencia	11
2.5 Análisis de la respuesta de un choke (IL ó S_{21}) conectado al Analizador de Espectros (SA) y al Generador de Tracking (TG)	12
2.6 Conexión y respuesta de un choke en CM	15
2.7 Conexión y respuesta de un choke en DM	17
2.8 Resumen de ecuaciones	19
3 Métodos de Obtención de Parámetros	21
3.1 Características de los chokes utilizados	21
3.2 Obtención de los parámetros L_m , L_{lk} y C_{ps} mediante LCR meter	21
3.3 Obtención de L_m mediante resonancia con un condensador de $C=1\text{ nF}$	24
3.4 Obtención de L_{lk} mediante resonancia con un condensador externo de $C=1\text{ nF}$	25
3.5 Obtención de C_{ps} mediante resonancia con bobina de núcleo de aire de 25 mH	26
3.6 Respuesta del choke en circuito abierto	29
4 Experimentos y comprobación de resultados	33
4.1 Conexión y respuesta de un choke en CM	33
4.2 Conexión y respuesta de un choke en DM	35
5 Conclusiones y líneas futuras	37
<i>Índice de Figuras</i>	39
<i>Índice de Tablas</i>	41
<i>Bibliografía</i>	43

1 Introducción

1.1 Motivación

El aumento del tráfico de pasajeros de los últimos años ha supuesto un nuevo reto para la ingeniería. En Europa, el número de vuelos diarios arroja una media de más de 26.000 en 2012 [2]. Otros de los desafíos que conviven con el anterior son la alta contaminación de CO₂, los aeropuertos colapsados, la saturación del ancho de banda las comunicaciones y la necesidad de rediseño de las aeronaves, entre otros.

Centrándonos en el rediseño de las aeronaves, está ganando protagonismo cada vez más que las aeronaves que tengan mayor rendimiento propulsivo, menor TOW (*Take-Off Weight*), menor emisión contaminante y mayor vida útil. Las tecnologías que permiten dichas mejoras vienen englobadas en el concepto de MEA (*More Electric Aircraft*). Con esta técnica se pretende incluir sistemas electrónicos para sustituir los pesados sistemas convencionales, presentados en la Figura 1.1 [1].

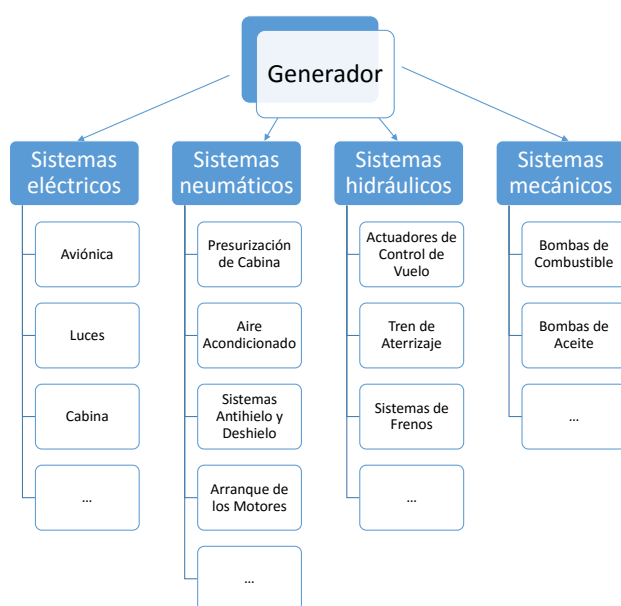


Figura 1.1 Arquitectura convencional de la distribución de la potencia.

Hoy día, las aeronaves que abordan este concepto son el Boeing 787, el Airbus 380 y el F-35 Fighter, entre muchos otros. En la Figura 1.2 se describen todos los sistemas que están alimentados por energía eléctrica en la aeronave B787[8].

La creciente integración de sistemas electrónicos en las aeronaves incrementa la complejidad de sus procesos de desarrollo y de sus planes de validación. Los sistemas electrónicos modernos tienen que cumplir con altos requisitos relativos a la eficiencia, el peso y un tamaño compacto. Algunos de estos sistemas ofrecen la posibilidad de cumplir con los límites de los armónicos de baja frecuencia pero muestran un nivel de

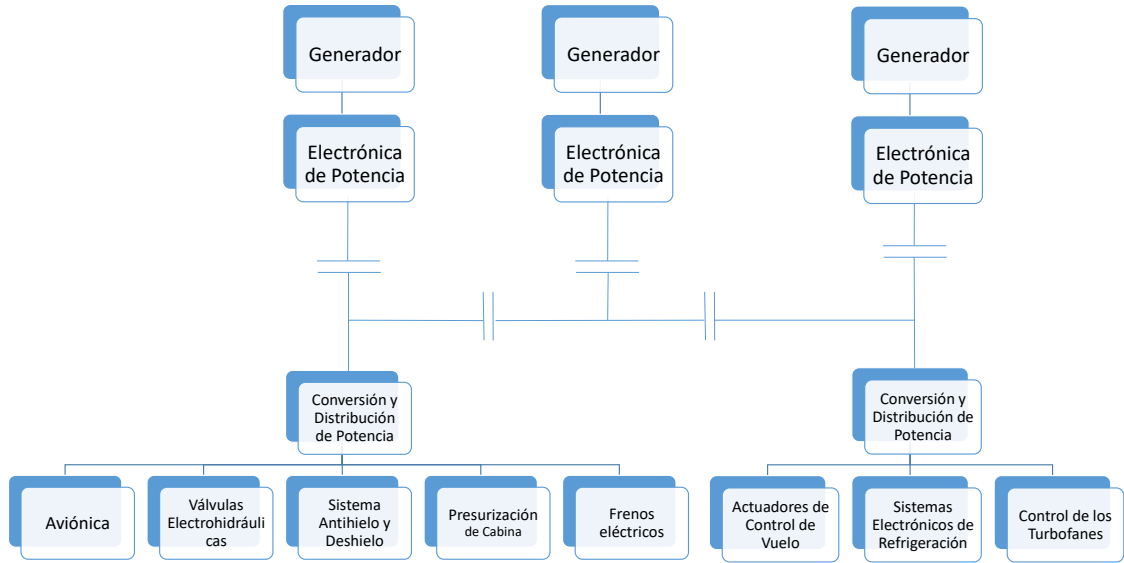


Figura 1.2 Arquitectura MEA de la distribución de la distribución de potencia.

ruido de alta frecuencia bastante elevado. Es aquí donde los filtros paso bajo pasivos, que emplean bobinas y condensadores, pueden utilizarse para atenuar las emisiones conducidas (CE) de dichos sistemas electrónicos.

Con el fin de cumplir con los rigurosos requisitos en el sector aeroespacial y evitar costes de reingeniería, los fabricantes necesitan evaluar y garantizar la fiabilidad, seguridad y compatibilidad electromagnética de los componentes eléctricos y electrónicos desde la fase de concepción hasta desarrollo. Es por ello, que el presente proyecto se centra en el campo de la compatibilidad electromagnética (EMC).

1.2 Planteamiento del problema

Actualmente, un problema frecuente de EMC es la presencia de corrientes en modo común en los cables y líneas de alimentación y distribución de potencia.

En general, la corriente eléctrica necesaria para el funcionamiento de un equipo electrónico es una corriente que circula por uno de sus cables y retorna por otro próximo ¹. Este tipo de corriente, denominada corriente en modo diferencial, posee la ventaja de que los campos magnéticos asociados a ellas tienden a anularse en el entorno de los cables, por lo que disminuyen los problemas de acoplo y radiación electromagnética. En general, en un equipo real, la corriente de alimentación (y también la corriente en los cables de interconexión con otros equipos) posee además una componente que se denomina en modo común. Se trata de una corriente eléctrica que en cada instante de tiempo circula por el mismo sentido en los cables de alimentación. Esta corriente en modo común no es funcional, es decir, no es necesaria para el funcionamiento del equipo y aparece generalmente como consecuencia de efectos parásitos (acoplos inductivos, capacitivos y/o radiación) cuya influencia no se puede eliminar completamente en el diseño de un sistema real. A la corriente en modo común se denomina también en algunos ámbitos "corriente de antena", porque es el tipo de corriente que se trata de excitar en sistemas radiantes. Sin embargo, cuando la corriente en modo común aparece como una corriente indeseada puede provocar problemas de acoplo y radiación no intencionada, con el consiguiente deterioro de la compatibilidad electromagnética del equipo.

La clave para evitar este tipo de problemas está en incluir consideraciones de diseño EMC desde la fase inicial, que tiendan a controlar los efectos parásitos que provocan la aparición de este tipo de corriente. Esto permite reducir costes y tiempos de desarrollo. Aunque la generación de corrientes en modo común se puede minimizar en las fases de diseño del equipo, se trata como se ha indicado de un problema que

¹ En equipos con alimentación trifásica existe un desfase entre las corrientes en los tres cables de alimentación de forma que también se cumple que la suma neta de corriente en todos los cables de alimentación es nula

no se puede eliminar completamente, por lo que es habitual que muchos sistemas electrónicos, en especial los convertidores de potencia, necesiten disponer de sistemas de filtrado para reducir las emisiones conducidas. Uno de los componentes de filtrados usados con más frecuencia con este propósito es el inductor de supresión del modo común. Este dispositivo recibe en la literatura en inglés la denominación de *common-mode choke* o sencillamente *choke*, mientras que no existe una traducción clara y exenta de ambigüedades en castellano. Por esta razón en este trabajo usaremos el término choke para referirnos a este dispositivo.

La Figura 1.3 muestra algunos ejemplos de chokes. Tal como puede apreciarse, un choke es un sistema eléctrico formado por dos conductores bobinados sobre un núcleo cerrado de material magnético. En este sentido, no hay diferencia conceptual entre un choke y un transformador ideal de relación de transformación 1:1. Lo que difiere entre ambos sistemas es la forma en que se encuentran conectados en el circuito. El acoplo inductivo que introduce el choke da lugar a un fuerte incremento de la impedancia que ven las corrientes en modo común. Sin embargo, una corriente que recorre la línea en modo diferencial no verá incrementada su impedancia en la misma medida y, en primera aproximación, se puede considerar que no se ve afectada por la presencia del choke.



Figura 1.3 Ejemplo de diferentes tipos de chokes.

Un choke se usa, típicamente, en filtros para la reducción de ruidos EMI (Interferencias Electromagnética) de líneas de alimentación y se encuentra insertado como parte del filtro EMI en cualquier convertidor de potencia tal y como se aprecia en la Figura 1.2. A pesar de que el choke se introduce para aprovechar el aumento de impedancia con la frecuencia propio de un efecto inductivo, los chokes reales presentan efectos parásitos capacitivos importantes. De hecho, a frecuencias de varios cientos de kHz o pocos MHz la mayor parte de los chokes presentan en realidad un comportamiento capacitivo, de forma que su efecto de atenuación de las corrientes en modo común no sólo no crece sino que decrece con la frecuencia. Si tenemos en cuenta que la normativa aeronáutica de EMC [7] establece un rango de medida de emisiones conducidas que va desde los 150 kHz hasta los 152 MHz, se deduce que la predicción de la atenuación real que puede proporcionar un choke ha de tener en cuenta necesariamente estos efectos parásitos, que han de ser estimados e incorporados al modelo de circuitos del choke.

1.3 Objetivos

En el presente trabajo se pretende diseñar un método lo más rápido y lo más sencillo posible para extraer los parámetros básicos de un modelo de circuitos de parámetros concentrados de un choke que sea válido en el rango de frecuencias de funcionamiento del choke. Se pondrá especial interés en obtener un modelo del choke que permita predecir aproximadamente su comportamiento frente a las corrientes en modo común. La técnica desarrollada serviría para tener una primera aproximación del comportamiento del dispositivo antes de la fase de testeo de los equipos en la aeronave, facilitando la tarea de elección del dispositivo que mejor se ajusta al problema a abordar, disminuyendo el tiempo de prueba y con ello los costes y, además evitando rediseños. Se pretende por tanto optimizar el diseño del filtro EMI mejorando la predicción de su comportamiento en todo el rango de frecuencias de interés. Cabe mencionar que en el ámbito aeronáutico el peso y el tamaño de

los equipos son aspectos críticos que suelen formar parte de las exigentes especificaciones de todos los equipos y, en concreto de los convertidores de potencia, donde una alta densidad de potencia² es de especial interés.

En este sentido, una optimización del diseño del filtro EMI que permita reducir el número de etapas y/o componentes al mínimo imprescindible es un aspecto clave del diseño. El modelado preciso de los componentes del filtro puede ayudar a cumplir este objetivo.

Respecto a la técnica de modelado, se pretende tener en cuenta las condiciones reales de trabajo en el ámbito de ingeniería de EMC. Es decir, se quieren descartar técnicas laboriosas que requieran medidas reiteradas con diferentes *setups* y con equipos muy costosos, delicados y habitualmente no fácilmente disponibles (como analizadores vectoriales de redes y/o medidores de impedancias). Se pretende que con el mínimo número de medidas y con una sola comprobación se consiga tener una primera aproximación de la respuesta del choke a testear, de forma que se mejore la predicción de la respuesta real del filtro sin incrementar significativamente la fase de diseño y modelado.

Para comprobar que el estudio realizado es válido para una amplia selección de chokes se han seleccionado cuatro de ellos con diferentes aplicaciones.

1.4 Organización del documento

Este apartado está destinado a la descripción de cómo se ha organizado el proyecto a lo largo de esta memoria. Asimismo, el apoyo del texto mediante esquemas, gráficas y referencias bibliográficas aporta un grado más de facilidad en la comprensión del proyecto.

En este primer capítulo se realiza una breve introducción de la situación actual en la que se encuentra la tecnología dentro del sector aeroespacial, además de presentar los principales motivos por los que se ha elegido dicho proyecto. Los apartados de organización y metodología proporcionan al lector una estructura previa del documento y los métodos de desarrollo que han hecho posible la presentación del mismo.

El segundo capítulo consiste en una breve descripción del componente eléctrico bajo estudio, es decir el choke, así como la realización de un modelo de circuitos de elementos concentrados que caracterice su comportamiento electromagnético en el rango de frecuencias que comprende desde los 100 KHz hasta límite de funcionamiento del choke como filtro EMI.

En el tercer capítulo se presentan los métodos experimentales de obtención de los parámetros del modelo matemático anteriormente desarrollado.

En el cuarto capítulo se aplica el método desarrollado para modelar cuatro tipos de chokes diferentes. La finalidad de los experimentos es comprobar que el modelo simulado se asemeja al comportamiento real del dispositivo. Posteriormente, se hace un análisis de los resultados obtenidos en dichas pruebas para validar el modelo e identificar su alcance y limitaciones.

Finalmente, el capítulo quinto está destinado a la presentación de conclusiones y líneas futuras de investigación y desarrollo.

1.5 Metodología

Para la realización de las simulaciones de los diferentes chokes se ha usado el programa PSpice, un entorno de análisis y síntesis de circuitos electrónicos con soporte de simulación mediante la captura de un esquemático.

En lo referente a la caracterización real de los chokes bajo estudio se ha optado por realizar las medidas oportunas mediante un LCR meter, un analizador de espectros y un analizador vectorial de redes (VNA). El LCR meter, o medidor LCR es un dispositivo de bajo coste que está habitualmente disponible en la mayor parte de los laboratorios de EMC y de electrónica en general. Se trata de un dispositivo sencillo que realiza

² potencia convertida por el equipo por cada kilogramo o por cada metro cúbico

una medida de impedancia a baja frecuencia de un componente. En la Figura 1.4 se muestra el medidor LCR que se ha utilizado en este trabajo. Los analizadores de espectro (SA) son receptores que permiten medir la amplitud de una señal en el dominio de la frecuencia. Si el SA dispone de generador de tracking (TG), es decir, un generador de señal sincronizado con el propio receptor, permite visualizar y caracterizar la respuesta de un componente en un amplio rango de frecuencias. Un VNA es un dispositivo más avanzado que permite realizar el mismo tipo de medidas, pero además del módulo también proporciona la fase de la señal recibida. Es decir, proporciona la diferencia de fase entre la señal generada por el equipo y la recibida en su puerto receptor. Este equipo por tanto permite realizar medidas de impedancia en rangos amplios de frecuencia. Los equipos utilizados en este trabajo han sido el VNA de modelo Rhode&Schwarz, mostrado en la Figura 1.5 y, como SA, el DSA185 de Rigol, que se muestra en la Figura 1.6. La mayor parte de las medidas se han realizado usando el VNA dado que su calidad y prestaciones son mucho mejores que las del DSA815. Sin embargo, dado que el límite inferior de frecuencias de medida del VNA es 100 KHz mientras que el SA de Rigol permite hacer medidas hasta 10 KHz, se ha utilizado el SA cuando ha sido necesario abarcar el rango de frecuencias más bajas. De cualquier forma, ha de tenerse en cuenta que el método desarrollado en este trabajo no requiere de las prestaciones específicas de un VNA, y puede llevarse a cabo con un SA que disponga de TG.

Cabe destacar que ambos equipos proporcionan las trazas de las curvas en formato .csv o .dat para su visualización en Matlab, que ha permitido realizar las gráficas contenidas en el trabajo.



Figura 1.4 LCR meter.

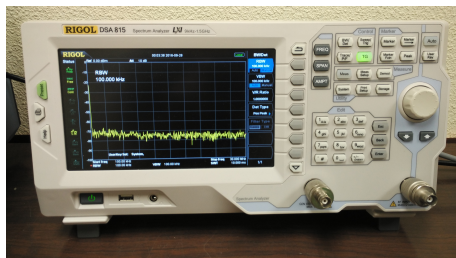


Figura 1.6 Analizador de Espéctros RIGOL DSA815.



Figura 1.5 Analizador Vectorial de Red Rohde&Schwarz.

2 Fundamentos del modelado de Chokes

En este capítulo, se presentarán distintos modelos de circuitos que permiten describir el comportamiento de un choke, tanto a frecuencias bajas como a frecuencias altas, teniendo en cuenta los fenómenos parásitos que aparecen. Para validar el modelo, se estudiará el efecto que tiene un choke si se excita dicho dispositivo con una corriente en modo diferencial o una corriente en modo común.

2.1 Modelo de un choke a frecuencias bajas

El choke se constituye por dos bobinas de material conductor, primaria y secundaria. Ambos devanados se encuentran sobre un núcleo de material ferromagnético, pero aisladas entre sí eléctricamente. La relación de la tensión entre ambos bobinados viene determinada por la relación de transformación, r_t , que en el caso de un choke es 1:1. Otro parámetro importante que nos ayuda a describir el comportamiento de un choke es el factor de acoplamiento k , el cual toma valores entre 0 y 1. Cuando $k = 1$, el choke se comporta de forma ideal, es decir, con acoplamiento perfecto entre los dos devanados. Sin embargo, físicamente siempre existen algunas líneas de campo magnético que no enlazan ambas bobinas, de manera que lo normal es que k sea ligeramente inferior a 1 [4].

Partiendo del modelo inicial de un choke real, representado en la Figura 2.29, se tiene en cuenta que el acoplo no es perfecto, es decir $k < 1$. A continuación, se muestran distintos modelos sencillos de un choke que son válidos a baja frecuencia, ya que obvian efectos capacitivos parásitos. Tampoco incluyen las pérdidas del núcleo.

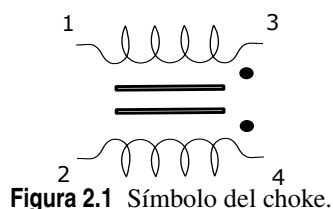


Figura 2.1 Símbolo del choke.

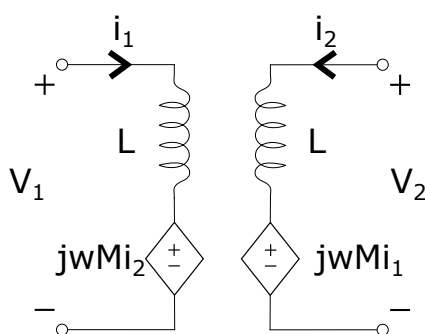


Figura 2.2 Modelo de las bobinas acopladas.

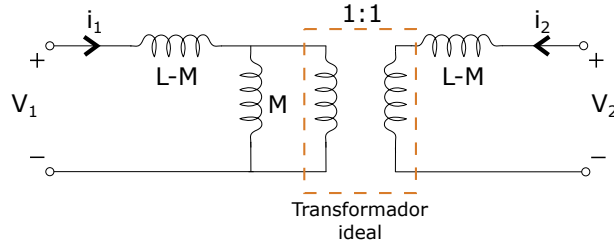


Figura 2.3 Modelo de un transformador.

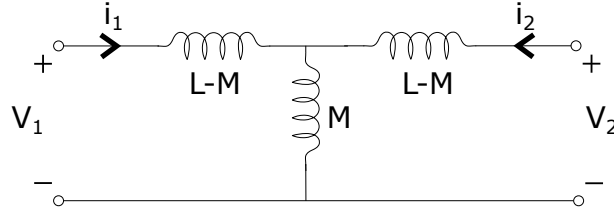


Figura 2.4 Modelo equivalente en T.

donde

$$\begin{aligned} L_m &= M = kL \\ L_{lk} &= L - M \end{aligned} \quad (2.1)$$

La inductancia de magnetización, L_m , es el fenómeno por el cual el paso de la corriente por el devanado secundario produce una diferencia de potencial sobre el devanado primario como oposición ante una variación del campo magnético. Representa la relación de la variación del campo magnético y la intensidad que circula por la bobina y el número de vueltas del devanado.

La inductancia debida a la dispersión del flujo magnético a través del aire, L_{lk} , se modela como un acoplo imperfecto del devanado de los conductores alrededor del núcleo de los chokes.

Se puede comprobar, que los modelos de choke presentados en la Figura 2.2 hasta la Figura 2.4 llevan al mismo sistema de ecuaciones acopladas. En el dominio del tiempo resulta:

$$V_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (2.2)$$

$$V_2 = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (2.3)$$

Si se expresa en el dominio de la frecuencia queda como:

$$\begin{aligned} V_1 &= i_1 \cdot j\omega L_1 + i_2 \cdot j\omega M \\ V_2 &= i_2 \cdot j\omega L_2 + i_1 \cdot j\omega M \end{aligned} \quad (2.4)$$

2.2 Impedancia equivalente de un choke a baja frecuencia

Es de nuestros interés conocer las expresiones matemáticas de L y M y así obtener $k = \frac{M}{L}$ para calcular sus valores numéricos. Consecuentemente, es útil medir a baja frecuencia la impedancia de un choke en dos casos límites:

- Con el secundario en cortocircuito

Aplicando en el sistema de ecuaciones planteado en 2.4 la condición de que $V_2 = 0$ representa que el secundario está cortocircuitado, como se puede ver en la Figura 2.5:

$$\begin{aligned} V_1 &= i_1 \cdot j\omega L_1 - i_2 \cdot j\omega M \\ V_2 &= i_2 \cdot j\omega L_2 - i_1 \cdot j\omega M = 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

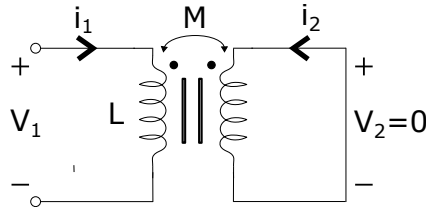


Figura 2.5 Circuito equivalente con el secundario cortocircuitado.

se llega a

$$Z_{in} = \frac{V_1}{i_1} j\omega L(1 - k^2) \quad (2.6)$$

De manera que

$$L_{eq}^s = (L - M)(1 + k) = L(1 + k)(1 - k) = L(1 - k^2) \quad (2.7)$$

Para chokes reales $k \simeq 1 \Rightarrow L_{eq}^s \simeq 2(L - M)$

- Con el secundario en circuito abierto

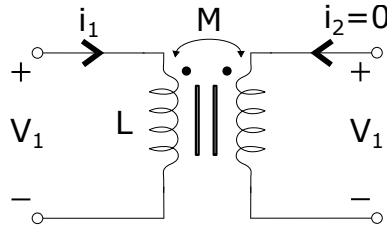


Figura 2.6 Circuito equivalente con el secundario en circuito abierto.

Al igual que en caso anterior, aplicando en el sistema de ecuaciones planteado en 2.4 la condición de que $i_2 = 0$ representa circuito abierto en el secundario del choke y se muestra en la Figura 2.6:

$$\begin{aligned} V_1 &= i_1 \cdot j\omega L_1 \\ V_2 &= -i_1 \cdot j\omega M \end{aligned} \quad (2.8)$$

se llega a

$$L_{eq}^o = L \quad (2.9)$$

Cabe mencionar que es muy sencillo ver esto analizando el modelo equivalente del transformador o bien el modelo en T.

2.3 Excitación en modo común y modo diferencial

En la Figura 2.7 [4] se puede observar como cada corriente, i_1 e i_2 , que circula por los cables que atraviesan un choke se han dividido en dos componentes, corriente en modo común (CM) y corriente en modo diferencial (DM). En general, Para una excitación (i_1, i_2) se puede definir:

$$\begin{aligned} i_{DM} &= \frac{1}{2}(i_1 - i_2) \\ i_{CM} &= \frac{1}{2}(i_1 + i_2) \end{aligned} \quad (2.10)$$

es decir, cualquier excitación puede representarse como una suma de una excitación CM y DM.

$$\begin{aligned} i_1 &= i_{CM} + i_{DM} \\ i_2 &= i_{CM} - i_{DM} \end{aligned} \quad (2.11)$$

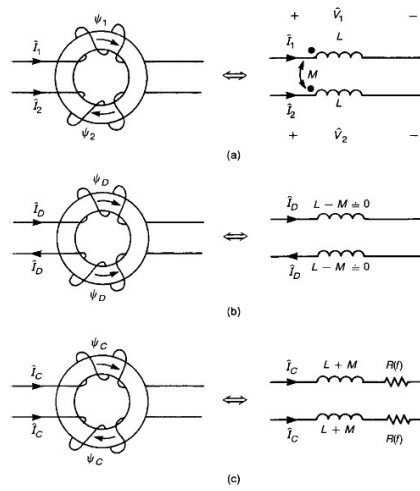


Figura 2.7 Modelo del choque: a) Corrientes que circulan por el dispositivo b) Corrientes en modo diferencial que circulan por el dispositivo c) Corrientes en modo común que circulan por el dispositivo.

- Excitación en CM

Cuando excitamos el circuito en CM, $i_1 = i_2 = i_{CM}$. En la Figura 2.8 podemos ver como circulan las corrientes en ambos devanados si se inyecta una corriente en CM en el choke.

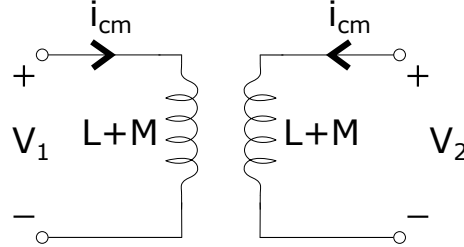


Figura 2.8 Excitación con corriente en CM.

- Excitación en DM

Cuando excitamos el circuito en DM, $i_1 = -i_2 = i_{DM}$

En la Figura 2.9 se puede ver la circulación corrientes en ambos devanados si se inyecta una corriente en DM en el choke.

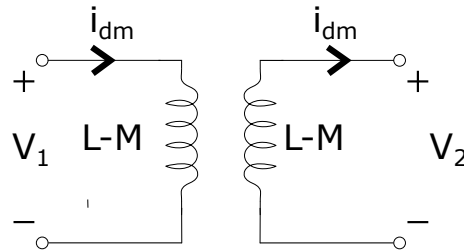


Figura 2.9 Excitación con corriente en DM.

A simple vista es fácil observar que para cada uno de los modos las ecuaciones descritas anteriormente se desacoplan, de manera que el choke presenta una autoinducción alta para el CM y baja para el DM. Para un choke ideal con $k = 1$ se cumple que $L = M$ y la impedancia del choke frente al DM es nula.

2.4 Modelo de un choke a alta frecuencia

Conforme aumenta la frecuencia aparecen efectos parásitos capacitivos asociados a los efectos no lineales que aparecen en el núcleo que serán necesarios incluirlos en el modelo puesto que representarán los efectos dominantes. La capacidad parásita es la capacidad eléctrica indeseada que aparece en un circuito o sistema debido a dos superficies de distinto potencial muy cercanas, en este caso, entre cada una de las espiras y entre el devanado primario y secundario.

Para el modelado de las impedancias a altas frecuencias de los devanados se han elegido dos tanques resonantes RLC y el acoplo capacitivo entre ellas se ha modelado como un condensador a cada lado, tal y como se muestra en la Figura 2.10

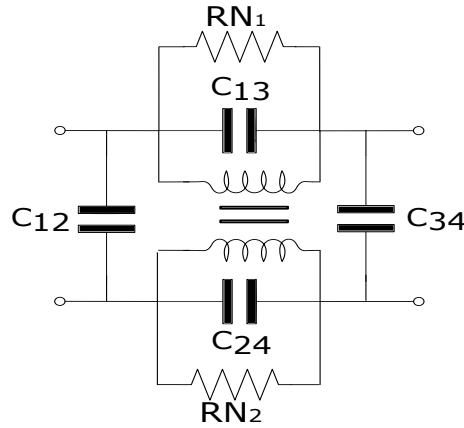


Figura 2.10 Modelo de un choke a alta frecuencia.

- Capacidades entre vueltas (*Interwinding Parasitic Capacitance*)

$$C_{13} = C_{24} = C_p \rightarrow \text{aprovechando la simetría de los devanados del choke}$$

- Capacidades de primario a secundario

$$C_{12} = C_{34} = C_{ps} \rightarrow \text{aprovechando la simetría del choke}$$

- R_N , resistencias modelan las pérdidas en el núcleo del choke.

En general se trata de valores altos que no influyen demasiado en la respuesta del choke en la mayor parte del rango de frecuencias. Sin embargo, su efecto sí es muy importante a las frecuencias a las que los tanques LC del modelo resuenan, ya que estas resistencias determinan la atenuación concreta del choke a esas frecuencias de resonancia. Para simplificar el modelo se ha realizado la hipótesis de que la permeabilidad magnética y las pérdidas del núcleo no varían con la frecuencia y aprovechando la simetría $RN_1 = RN_2$. Sin embargo esta hipótesis a menudo no es cierta y en algunos casos puede no ser una buena aproximación. A lo largo de este trabajo analizaremos las consecuencias de esta suposición simplificadora y las limitaciones que conlleva para el modelo desarrollado.

2.5 Análisis de la respuesta de un choke (IL ó S_{21}) conectado al Analizador de Espectros (SA) y al Generador de Tracking (TG)

Antes de proceder al análisis de la respuesta de un choke, se explicará el concepto de parámetros de dispersión, parámetros S . Son coeficientes que describen el comportamiento de un dispositivo en un rango de frecuencia establecido. Representan la relación de la reflexión y de transmisión entre la onda incidente y la reflejada que cambian con la frecuencia a la que se miden [6].

Los parámetros que se utilizan para estudiar el comportamiento de la señal son:

S_{11} : Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa. Son las *Return Loss* (RL) del sistema.

S_{21} : Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa. Son las *Insertion Loss* (IL) del sistema.

S_{22} : Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.

S_{12} : Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa.

Para que esto sea válido, las impedancias en el puerto de entrada y salida deben ser las mismas, en el caso del equipo de medida que se utilizará son de 50Ω .

Lo que el SA proporciona es la señal S_{21} que es la curva a partir de la cual se calcularán los datos de interés en el Capítulo 3.

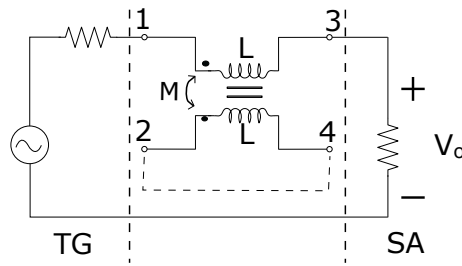


Figura 2.11 Circuito de un choke conectado a SA con secundario abierto o cortocircuitado.

Si se tiene en consideración el modelo a bajas frecuencias, en el caso de dejar en CA el tramo 2-4 el circuito equivalente resulta ser una inductancia de valor L . Si se deja en CC, la inductancia tiene un valor de $L(1 - k^2) \approx 2(L - M)$

Suponiendo que tenemos el choke conectado al SA+TG tal como muestra la Figura 2.11, y partiendo del modelo a alta frecuencia del choke que se muestra en la Figura 2.10, analizaremos el modelo equivalente y las frecuencias de resonancia del choke en los casos en que los nodos 2 y 4 están en CC y también cuando están en CA.

- Secundario en cortocircuito

Se ha tenido en cuenta lo mencionado en la Sección 2.2 y además es fácil observar que por C_{24} no pasará corriente. El circuito resultante queda reflejado en la Figura 2.12 y es un tanque resonante LC paralelo cuya frecuencia de resonancia es

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t C_t}} \quad (2.12)$$

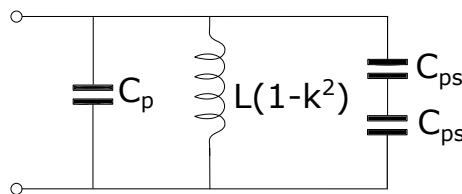


Figura 2.12 Circuito equivalente CC en el secundario a altas frecuencias.

siendo

$$\begin{aligned} L_t &= L(1 - k^2) \approx 2(L - M) \\ C_t &= C_p + \frac{C_{ps}}{2} \end{aligned} \quad (2.13)$$

- Secundario en circuito abierto

Puede comprobarse experimentalmente que cuando el choke se conecta en circuito abierto según la configuración de la Figura 2.11 existen dos ceros de transmisión en S_{21} que pueden asociarse con frecuencias de resonancia del sistema. En concreto, el choke equivale a un par de anillos resonantes acoplados con dos tipos de acoplo: magnético (a través de M o equivalentemente, $k = \frac{M}{L}$) y eléctrico (a través de C_{ps}).

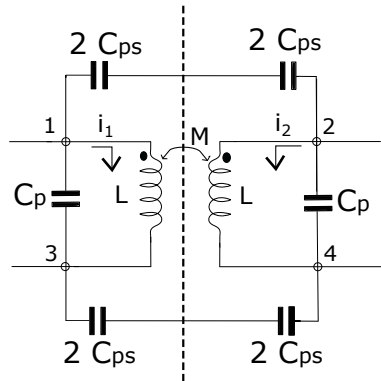


Figura 2.13 Circuito simétrico de un choke conectado a SA con secundario abierto.

Las frecuencias de resonancia del sistema de dos anillos resonantes, a las que se detectará un cero de transmisión, son aquellas soluciones de las ecuaciones del choke para las que existe una corriente circulando en ambos anillos sin excitación externa. Estas soluciones resonantes pueden encontrarse con facilidad aprovechando la simetría del sistema mostrándose el circuito en la Figura 2.13. Generalmente, el análisis de circuitos simétricos proporciona un modelo muy sencillo que permite descomponer la excitación en modo par y modo impar. Aprovechando la propiedad de la linealidad, una excitación general vendrá expresada como la suma de los dos modos, descritos en la Figura 2.14. Como veremos, las dos frecuencias de resonancia que aparecen al excitar el choke en CA son simplemente las correspondientes frecuencias de resonancia del modo par y del modo impar de los dos anillos resonantes. De esta manera, como veremos, las frecuencias de resonancia del choke en CA proporcionarían información sobre la impedancia del choke en CM y DM sin necesidad de realizar externamente la excitación de estos dos modos.

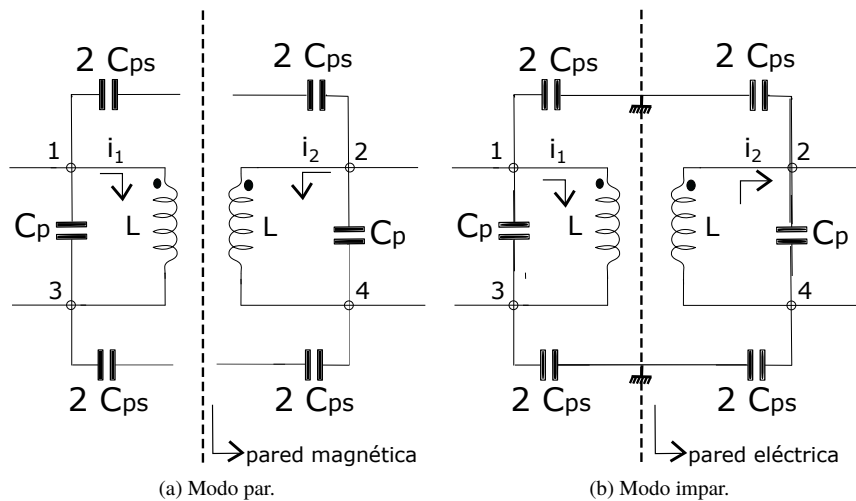


Figura 2.14 Modo del circuito simétrico de un choke conectado a SA con secundario abierto.

- Modo par (Figura 2.14 a)

Sabiendo que $V_{13} = V_{24}$, por los C_{ps} no pasa corriente, se puede realizar el estudio utilizando el modelo equivalente visto en la Sección 2.3

Luego, la expresión de la frecuencia de resonancia queda como:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_p(L+M)}} \quad (2.14)$$

Dado que en este punto tiene lugar la resonancia de la inductancia propia del núcleo, L , con su correspondiente capacidad parásita, C_p , se puede calcular R_N a partir del valor de S_{21} en ese punto y el resultado se muestra en la Ecuación 2.15.

$$\frac{V'_o}{V_o} = \frac{2R}{2R + \frac{R_N}{2}} \approx \frac{4R}{R_N} \quad (2.15)$$

La aproximación se puede hacer puesto que $R_N \gg R$

Despejando R_N de la 2.15 y teniendo en cuenta que SA muestra el valor de S_{21} en dB se tiene

$$R_N = \frac{2R}{10^{S_{21}/20}} \quad (2.16)$$

- Modo impar (Figura 2.14 b) En este segundo caso, $V_{13} = -V_{24}$ y se puede deducir que en el eje de simetría el voltaje es nulo. Por lo tanto las ecuaciones se desacoplan colocando una tierra en dicho punto y se calcula la expresión de la frecuencia de resonancia.

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_p + C_{ps})(L-M)}} \quad (2.17)$$

- Cálculo de la frecuencia del cero

A pesar de que las corrientes en el primario (i_1) y en el secundario (i_2) no son iguales para cualquier valor de la frecuencia, se puede expresar el modelo equivalente como la superposición de un modo común (par) y un modo diferencial (impar).

Sabiendo las expresiones de i_{CM} y de i_{DM} de la Ecuación 2.10 se calcula la relación entre las dos corrientes imponiendo la condición de cero de Z_{in} , $V_{13}=0$. La finalidad de esto es conocer la frecuencia a la que ocurre el cero, f_o .

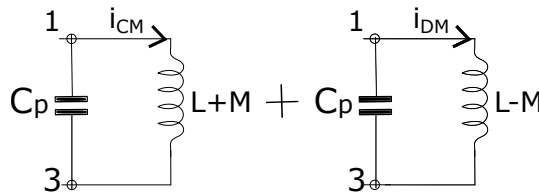


Figura 2.15 Superposición de i_{CM} y de i_{DM} .

$$V_{13} = V_{13,CM} + V_{13,DM} = i_{CM} \cdot j\omega(L+M) + i_{DM} \cdot j\omega(L-M) = 0 \quad (2.18)$$

Una vez conocida la relación entre las dos corrientes (Ecuación 2.18), se puede calcular la f_o analizando el circuito de la Figura 2.10. Sin embargo, aprovechando la simetría del mismo se puede llegar a la conclusión de que la expresión es la misma que en el caso del secundario cortocircuitado (Ecuación 2.12)

$$f_o = f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_p + \frac{C_{ps}}{2})L(1-k^2)}} \quad (2.19)$$

Se pretende comprobar que a partir del modelo en T descrito en la 2.4 se pueden obtener los polos y el cero del choke. Esta aproximación sólo se puede utilizar para obtener L_m , L_{lk} y C_p sí y solo sí se conecta el choke en circuito abierto. Para otra configuración no resulta ser válido ya que C_{ps} tiene un efecto considerable y los resultados obtenidos serán erróneos.

El primer tanque resonante es el de la izquierda (2.16):

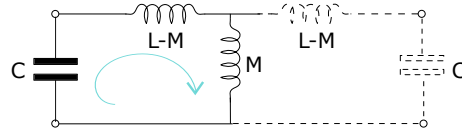


Figura 2.16 Esquema del circuito para el cálculo del primer polo.

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.20)$$

El cero se calcula teniendo en cuenta la resonancia de la malla exterior pero dejando el circuito en abierto ya que la condición de cero es tener tensión nula en el primario.

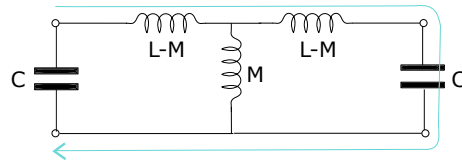


Figura 2.17 Esquema del circuito para el cálculo del cero.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{2 \cdot (L - M) \cdot C}} \quad (2.21)$$

El segundo polo se halla teniendo en cuenta la resonancia de la malla exterior:

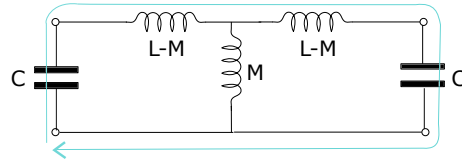


Figura 2.18 Esquema del circuito para el cálculo del segundo polo.

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2 \cdot (L - M) \cdot C/2}} \quad (2.22)$$

Luego el cero y el polo dos no corresponden con los hallados en las ecuaciones 2.19 y 2.17. La variación representa el efecto de C_{ps} .

2.6 Conexión y respuesta de un choke en CM

Para comprobar que el modelo del circuito se adapte a la realidad, hace falta realizar un análisis de la respuesta del choke en CM y en DM.

Se ha obviado la resistencia del núcleo en los circuitos presentado en esta sección puesto que no afecta al valor de la frecuencia de resonancia, sino a la atenuación. Las corrientes en CM, dado que son capaces de producir muchas más emisiones conducidas que las DM, requieren un análisis más exhaustivo y establecer un rango donde no afecten al circuito de tal manera que lo pueda dañar o bien que las emisiones superen los niveles permitidos. Para ello se excita el choke de forma que la corriente recorra en modo CM midiendo y calculando las pérdidas de inserción, S_{21} . El sistema que ha de montarse si se dispone de un SA+TG o un VNA es el siguiente:

Sustituyendo el choke por el modelo de circuitos:

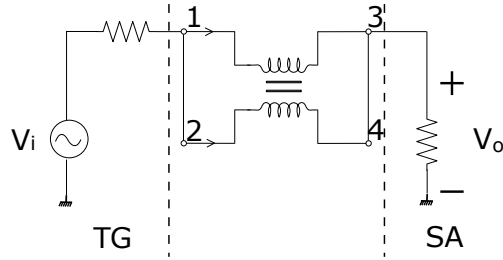


Figura 2.19 Montaje del choke excitado en CM conectado a un SA+TG o VNA.

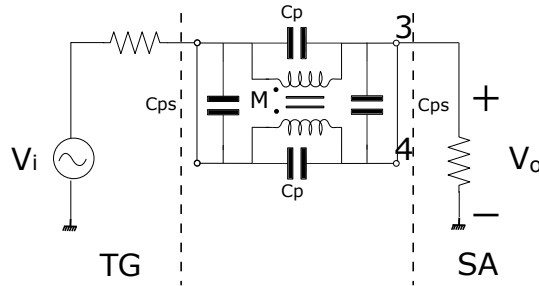


Figura 2.20 Esquema equivalente del montaje del choke excitado en CM conectado a un SA+TG o VNA.

De nuevo se hace uso de la propiedad de simetría, hallando el circuito equivalente cuando el choke está excitado en modo par por ambos devanados:

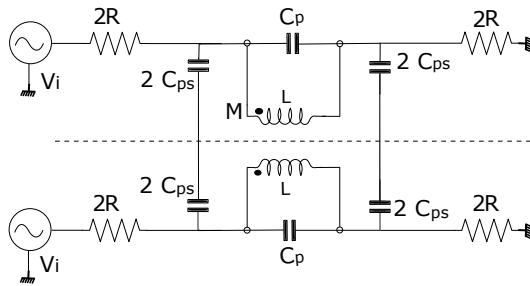


Figura 2.21 Circuito equivalente del choke excitado con una corriente en CM.

Aprovechando la simetría el circuito se puede simplificar aún más resultando ser el que se puede apreciar en la Figura 2.22

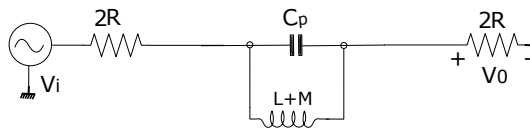


Figura 2.22 Circuito equivalente simplificado del choke excitado con una corriente en CM.

Analizando el circuito se obtiene la frecuencia de resonancia para este caso que corresponde al cero de transmisión:

$$f_{CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_p(L+M)}} = f_{p1} \quad (2.23)$$

Se puede observar que el primer polo que se obtiene con el secundario en abierto coincide con el cero de transmisión en modo común.

2.7 Conexión y respuesta de un choke en DM

De manera intuitiva, se piensa que el circuito descrito en la 2.23

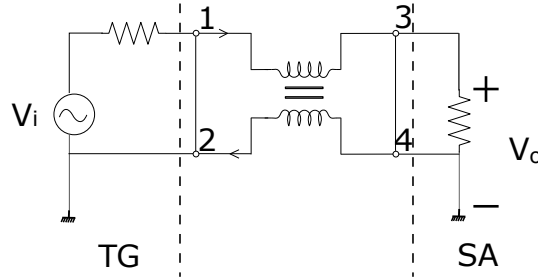


Figura 2.23 Montaje erróneo del choke excitado con una corriente en DM.

Sin embargo, dicho circuito está desbalanceado. Mientras el cable del lado izquierdo está a un potencial V_i respecto a tierra, el lado derecho está conectado simplemente a tierra. Como solución a ello, para balancear el circuito se utilizará lo que se conoce como *baluns*. En estas condiciones se evita que haya acoplo eléctrico entre el conductor activo y cualquier otro conductor a tierra y consecuentemente que aparezca alguna corriente en CM.

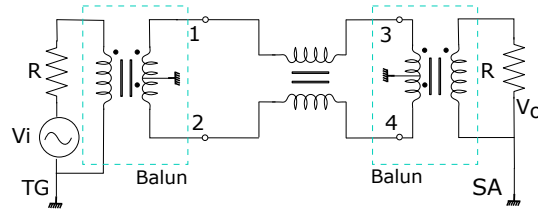


Figura 2.24 Montaje del choke excitado con una corriente en DM.

Como se puede notar en la 2.24, los cables 1-3 y 2-4 se encuentran al mismo potencial pero de signo contrario respecto a tierra.

El procedimiento para hallar la frecuencia de resonancia f_{DM} es semejante al anterior. Se analiza el circuito (2.25) aprovechando la simetría del montaje y considerando los *baluns* ideales.

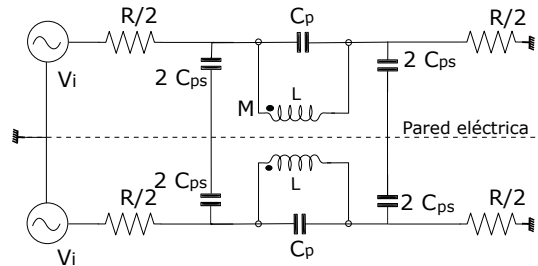


Figura 2.25 Montaje del choke excitado con una corriente en DM.

Luego, el circuito a analizar es el siguiente:

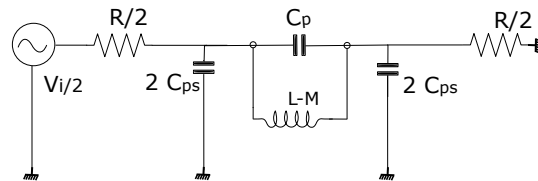


Figura 2.26 Montaje del choke excitado con una corriente en DM.

De donde se puede obtener fácilmente el cero de transmisión, f_{DM} :

$$f_{DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_p(L-M)}} \quad (2.24)$$

Se puede concluir que C_{ps} no afecta al punto de resonancia sin embargo tiene un efecto positivo sobre la curva $S_{21}(f)$. Otra observación que hay que tener en cuenta es que el cero de transmisión, no coincide con ninguno de los valores de frecuencia hallados en el presente capítulo, sino que es el mayor de todos.

Cabe destacar el modelo del choke a altas frecuencias (Figura 2.10) es una primera aproximación del comportamiento que se tiene en la realidad. Utilizando también circuitos LCR se puede añadir más elementos aumentando el rango de frecuencias. No obstante, se parte de la hipótesis de que con los elementos de la Figura 2.10 es suficiente para caracterizar el choke en el rango de frecuencias que nos concierne. Como referencia, se adjunta un modelo de choke a altas frecuencias para filtros EMI propuesto por IEEE [5] en el que se ha modelado cada fenómeno dentro de los tres rangos delimitados por f_{p1} , f_o y f_{p2} con un tanque LCR más complejo.

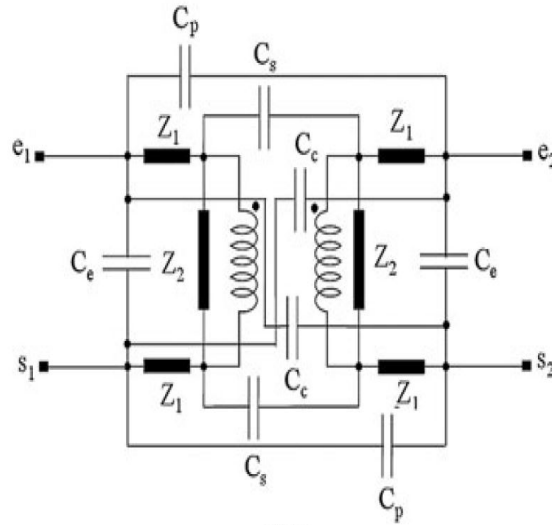


Figura 2.27 Modelo de un choke a altas frecuencias propuesto por miembros del IEEE.

Una vez definido el modelo de circuitos (2.10), el siguiente paso consiste en obtener los parámetros necesarios a través de varios métodos experimentales comprobando dichos datos con el modelo de circuitos que se describirán en detalle en el próximo capítulo.

2.8 Resumen de ecuaciones

$$L_m = M = kL$$

$$L_{lk} = L - M$$

(2.25)

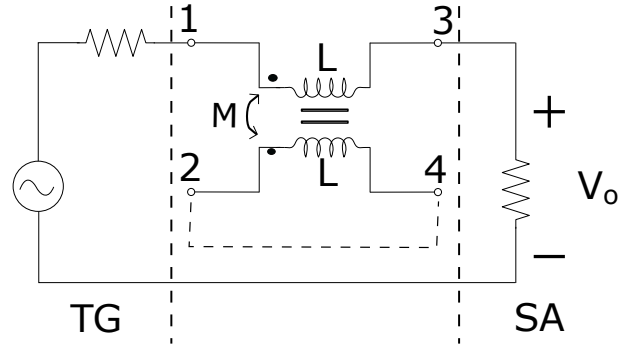
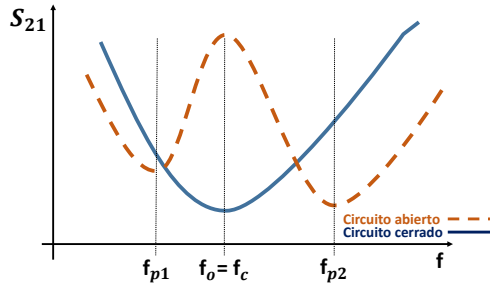


Figura 2.28 Esquema del circuito del choke para CA y CC.



$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_p(L+M)}} \quad (2.26)$$

$$f_o = f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_p + \frac{C_{ps}}{2})L(1-k^2)}} \quad (2.27)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_p + C_{ps})(L-M)}} \quad (2.28)$$

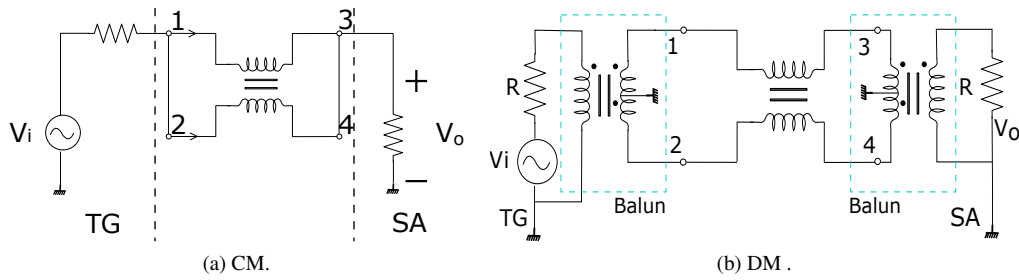
Figura 2.29 Las pérdidas de inserción, S_{21} para el choke para CA y CC.

Figura 2.30 Montaje del choke excitado en CM y en DM conectado a un SA+TG o VNA.

$$f_{CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_p(L+M)}} = f_{p1} \quad f_{DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_p(L-M)}}$$

3 Métodos de Obtención de Parámetros

Este capítulo comienza con la descripción de los chokes con los que se va a trabajar. Se sigue con la descripción de los distintas configuraciones para hallar los parámetros de cada choke y sus respectivos parásitos.

3.1 Características de los chokes utilizados

Para comprobar la validez del modelo planteado en el Capítulo 2 se han elegido cuatro chokes, mostrados en la Figura 3.1, con diferentes características entre sí tal y como se puede apreciar en la Tabla 3.1 [13], [12], [11], [14].

Tabla 3.1 Resumen de las características de los chokes seleccionados.

Choke Param.	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
Inductancia [mH]	3.00	11.0	2.20	47.0
I_{max} [A]	2	5	16	0.3
Diámetro [mm]	17.5	25.0	50.0	10.0

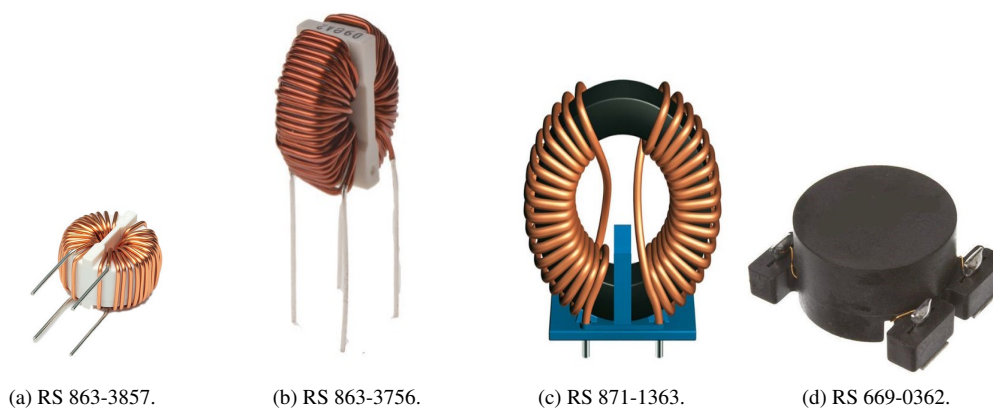


Figura 3.1 Selección de chokes .

3.2 Obtención de los parámetros L_m , L_{lk} y C_{ps} mediante LCR meter

Al medir con LCR meter, éste ajusta de manera automática la frecuencia a la que mide la impedancia (1kHz, 15 kHz ó 200 kHz) [3], de forma que el valor de la impedancia entre en el rango de valores que el aparato es capaz de medir. Se tiene que restar especial atención a las medidas de parámetros que varían considerablemente con la frecuencia ya que no se puede considerar como válidas a cualquier frecuencia. Esto se

aplica especialmente a las inductancias que, al depender de la permeabilidad del núcleo, pueden experimentar variaciones en frecuencia.

A continuación se describirá la configuración utilizada para la medición de cada parámetro.

En la Figura 3.2 se muestra la técnica de medida de la inductancia de magnetización, L_m : ésta se mide en el bobinado primario, dejando el secundario en CA.

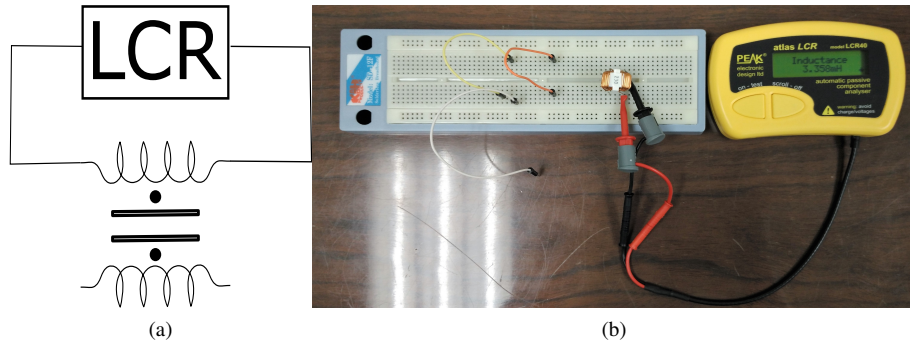


Figura 3.2 Medida de L_m con LCR meter de: a) esquema del circuito b) foto del circuito .

L_{lk} se mide de una manera muy parecida a L_m con la diferencia que se tiene que cortocircuitar el secundario. Para la medición de C_{ps} se han cortocircuitado los dos bobinados y se ha colocado el LCR meter entre ambos devanados. El esquema de conexión realizado en el laboratorio para la obtención de dichos parámetros se muestra en la Figura 3.3. Con estas configuraciones se obtiene el valor total de la inductancia de dispersión y de la capacidad entre los devanados, por lo tanto cada parámetro viene definido como la mitad de estos valores respectivamente.

En la Tabla 3.2 se han recogido las medidas obtenidas.

Tabla 3.2 Parámetros L_m , L_{lk} y C_{ps} obtenidos mediante LCR meter.

Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
Param.				
L_m [mH]	3.30	26.7	2	54.8
$2 \times L_{lk}$ [μH]	15.8	18.6	22.8	430
$2 \times C_{ps}$ [pF]	2.10	3.30	24.0	11.0

Una duda puede surgir en cuanto a la configuración más adecuada para medir C_{ps} . La figura Figura 3.4 muestra dos configuraciones alternativas a la que se han descrito y que, al menos a frecuencias bajas, deberían dar el mismo resultado.

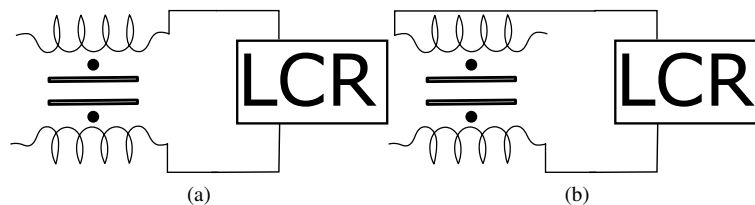


Figura 3.4 Las dos alternativas de configuraciones de medida del parámetro C_{ps} : a) Configuración en CA b) Configuración en diagonal .

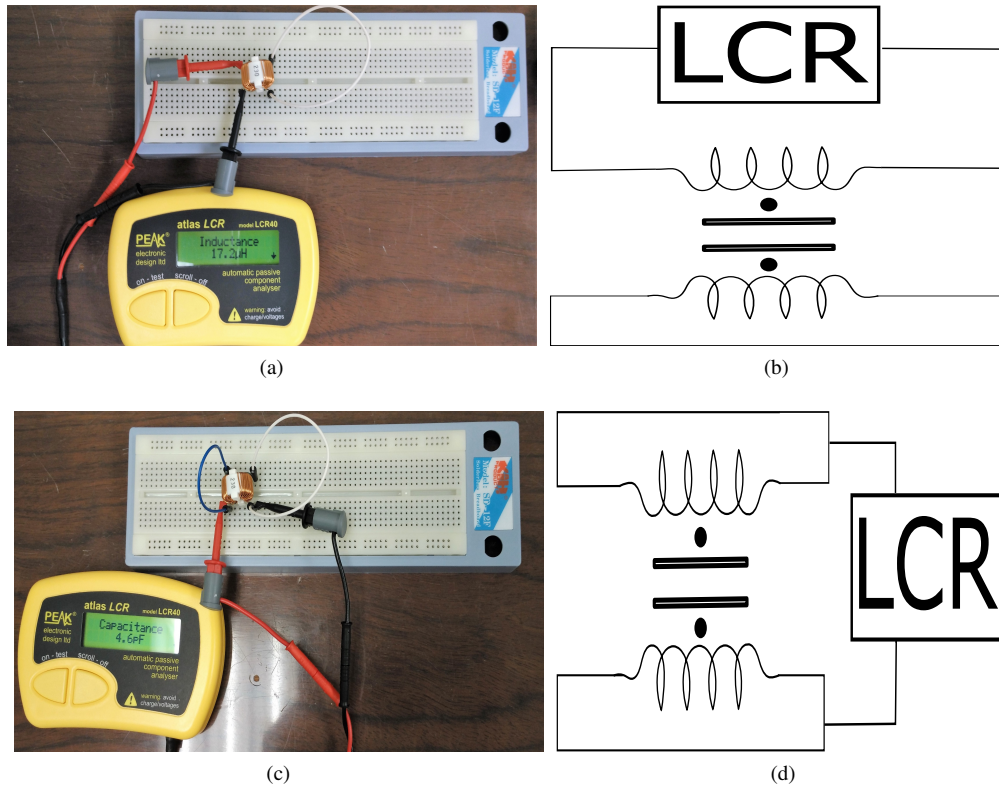


Figura 3.3 Foto de la medida con LCR meter de: a) L_{lk} c) C_{ps} Esquema de la medida con LCR meter de: b) L_{lk} d) C_{ps} .

Esto se ha comprobado realizando esas medidas alternativas y se muestran los resultados en la Tabla 3.3. Se comprueba que en tres de los casos las diferencias son pequeñas. En el caso del choke 669-0362 sí se aprecia una ligera diferencia que se achaca al hecho de que este choque tiene una alta inductancia, que podría alterar la medida de la capacidad. Se considera que la primera técnica de medida, con excitación simultánea de los dos terminales de cada bobina es la que es más inmune a este efecto, y por eso se dará como válido el valor de C_{ps} obtenido en esta primera configuración.

Tabla 3.3 C_{ps} obtenidos mediante LCR meter en distintas configuraciones.

Param. \ Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
2x C_{ps} configuración a [pF]	2.4	3.6	22.2	16.7
2x C_{ps} configuración b [pF]	2.4	3.7	24	11.1

Como observación, a la hora de realizar las medidas de las capacidades han de hacerse sin colocar elementos metálicos cerca del choke, sin tenerlo sujeto ni tocarlo con las manos. Se trata de evitar alterar los campos eléctricos responsables de las corrientes de desplazamiento.

Otro aspecto a destacar es que L_m se mide a una frecuencia, f_{test} , de 1 kHz o 15 kHz. Sin embargo, L_{lk} y C_{ps} se obtienen a una f_{test} de 200KHz. Esto es debido a que L_{lk} tiene valores típicamente mucho menores, por lo que el medidor LCR ha de incrementar la frecuencia para medir una impedancia apreciable.

Cabe preguntarse en qué medida la capacidad parásita en paralelo afectará a la medida de la inductancia L_{lk} a la frecuencia f_{test} . Se puede verificar que su efecto será despreciable con el siguiente cálculo, Ecuación

3.1:

$$\begin{aligned} \omega C &\approx 10^5 \cdot 10^{-11} = 10^{-6} \rightarrow \frac{1}{\omega C} \approx 1 M\Omega \\ \omega L_m &\approx 10^5 \cdot 10^{-5} = 1 \rightarrow \omega L_{lk} \approx 1 \Omega \end{aligned} \quad (3.1)$$

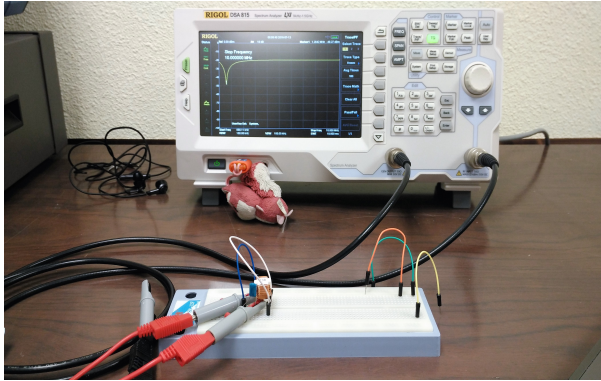
Como puede observarse, la impedancia en paralelo de la capacidad parásita es 6 órdenes de magnitud superior a la que corresponde a la inductancia, y por lo tanto se puede despreciar. Si realizamos también este comprobación respecto a la medida de la L_m , obtenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned} \omega C &\approx 10^5 \cdot 10^{-11} = 10^{-6} \rightarrow \frac{1}{\omega C} \approx 100 M\Omega \\ \omega L_m &\approx 10^3 \cdot 10^{-3} = 1 \rightarrow \omega L_m \approx 1 \Omega \end{aligned} \quad (3.2)$$

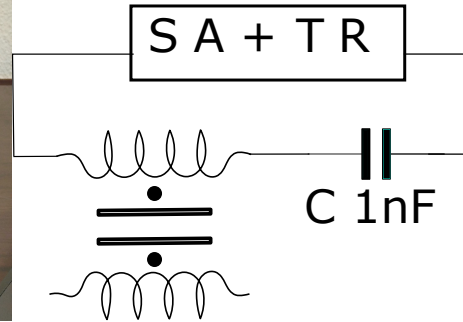
Esta segunda comprobación pone además de manifiesto un segundo aspecto muy importante: a la frecuencia de trabajo del medidor LCR la capacidad parásita C_p es despreciable frente a la propia inductancia de magnetización. Esto permite medir correctamente la inductancia, pero a su vez impide medir el valor de C_p . Esto es debido a que siempre que se conecte el medidor LCR entre los terminales del choke verá una inductancia, mientras que su capacidad parásita en paralelo sólo tendrá efecto a frecuencias altas. Esto no ocurre con C_{ps} porque existe una configuración, explicada más arriba, en la que esta capacidad es el efecto dominante desde frecuencias bajas. En resumen, el parámetro C_p no puede medirse con el medidor LCR y hay que recurrir a otra técnica que se explicará más adelante.

3.3 Obtención de L_m mediante resonancia con un condensador de $C=1\text{nF}$

Una manera alternativa de hallar la inductancia de magnetización es hacer ésta resonar con una capacidad externa conocida. Esto permitirá a su vez conocer la variación de L_m con la frecuencia. Una primera condición que debe cumplir el condensador externo es que su valor sea significativamente mayor que el del condensador parásito, que es de unidades o decenas de pF. Con esto se persigue que la resonancia se produzca en la región de frecuencias en que el choke se comporta de manera inductiva. Por otro lado, para mayor precisión de medida se ha de procurar que el pico de resonancia sea claramente discernible y estrecho, es decir, que posea un factor de calidad, Q , alto.



(a) Foto del experimento.



(b) Esquema del circuito.

Figura 3.5 Circuito de medida de L_m con un condensador electrolítico de 1 nF .

Una manera de comprobar que se cumple lo anterior es comparar la impedancia característica del tanque resonante, Z_0 , que es la impedancia que ve la corriente a la frecuencia de resonancia, con las demás impedancias del circuito, que en este caso son las resistencias internas del TG y del SA. Para un condensador de 1nF se obtiene:

$$Z_0 = \sqrt{L_m/C} = \sqrt{2 \cdot 10^{-3} / 10^{-9}} \approx 1.414 k\Omega \quad (3.3)$$

Es decir, Z_0 es del orden de 1 kΩ, y es mucho mayor que las demás impedancias que aparecen en el circuito. Por lo tanto, colocando en serie el choke con el mencionado condensador tal como se muestra en la Figura 3.5

se obtendrá una medida lo suficientemente precisa de la frecuencia de resonancia:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C}} \quad (3.4)$$

En la Figura 3.6 pueden verse las capturas del SA de los cuatro chokes y a continuación, se agrupan los datos en la Tabla 3.4

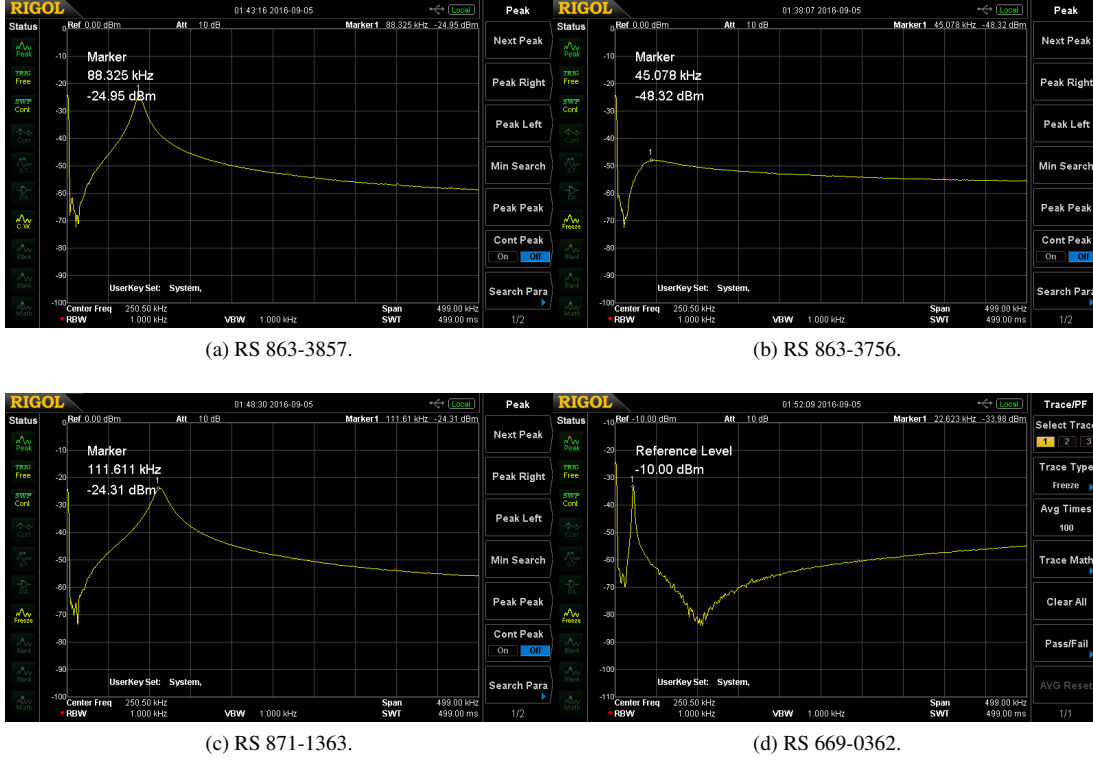


Figura 3.6 Resonancia de L_m con un condensador de $C=1nF$.

Tabla 3.4 L_m obtenida mediante resonancia con un condensador de 1 nF.

Param. \ Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
$f_{resonancia} [kHz]$	88,3	45,1	112	22,6
$L_m [mH]$	3,25	12,5	2,03	49,5

3.4 Obtención de L_{lk} mediante resonancia con un condensador externo de $C=1nF$

El proceso a seguir es el mismo que en 3.3, pero en esta situación el secundario está cortocircuitado, como puede verse en Figura 3.7.

A continuación, se adjunta la Tabla ?? con los resultados obtenidos. Se puede apreciar que los valores de la frecuencia de resonancia son superiores que las de la Tabla 3.5, luego es de esperar que L_{lk} sea menor que L_m .

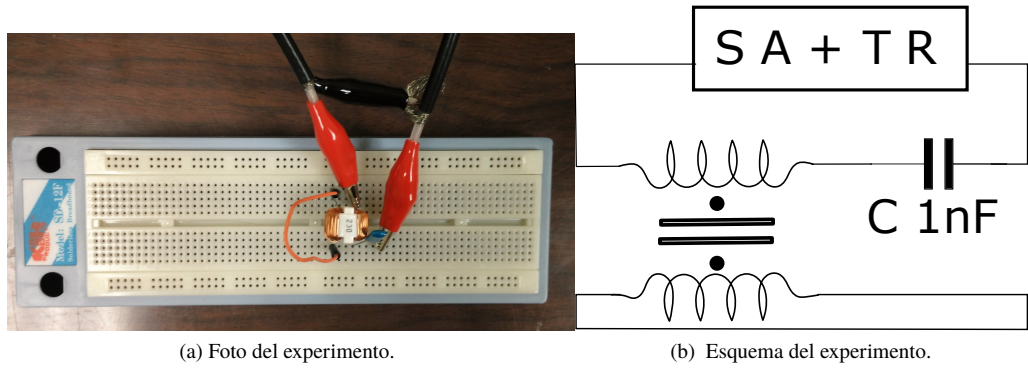


Figura 3.7 Circuito para medir L_{lk} en resonancia con C_{1nF} .

Tabla 3.5 Resultados obtenidos de L_{lk} en resonancia con C_{1nF} .

Param. \ Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
$f_{resonancia} [MHz]$	1.26	1.19	1.06	0.45
$2 \times L_{lk} [\mu H]$	15.8	17.98	22.54	125

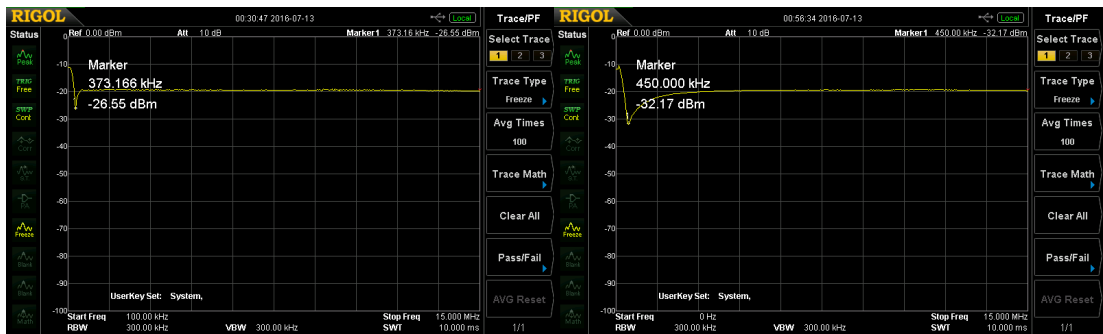
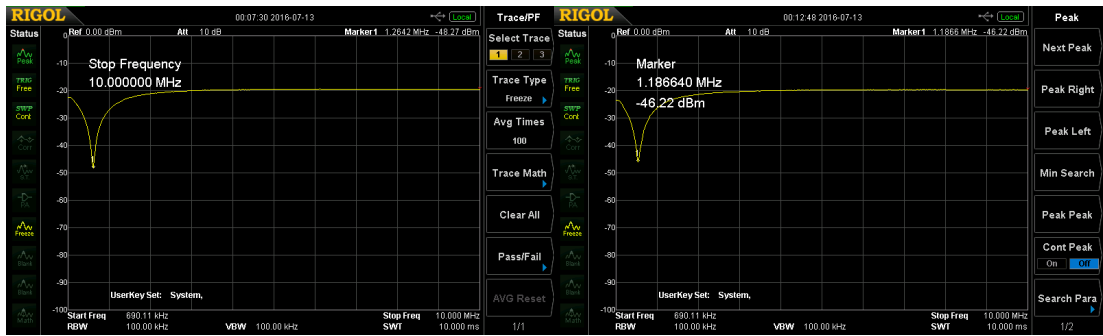


Figura 3.8 Resonancia de L_{lk} con un condensador de $C=1nF$.

3.5 Obtención de C_{ps} mediante resonancia con bobina de núcleo de aire de 25mH

Antes de realizar la medida hay que comprobar que a la frecuencia de resonancia la bobina tiene un comportamiento inductivo, es decir, que la frecuencia de resonancia de la capacidad parásita en paralelo de la bobina de aire con su inductancia L_{aire} tiene que ser mayor que la frecuencia de resonancia de C_{ps} con la bobina, f_{Laire} . Se muestra en la Figura 3.9 la atenuación de la bobina conectada en serie al TG+SA.

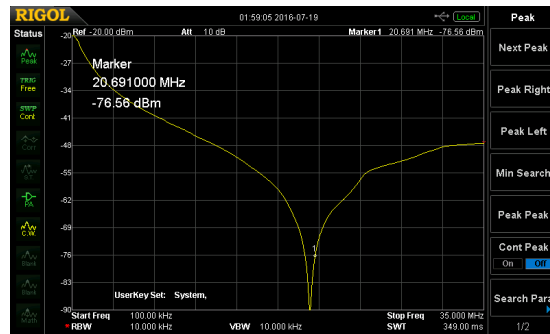


Figura 3.9 Comportamiento inductivo y capacitivo de la bobina de aire.

En las medidas anteriores no se ha tenido en cuenta dicho análisis porque la frecuencia de resonancia del condensador de 1nF es mucho mayor que las frecuencias de resonancia con las que se ha trabajado. Se comprueba que la frecuencia de resonancia es de 20.69MHz.

Aproximando C_{ps} a 1 pF, según cálculos anteriores, se estima la frecuencia a la que debería resonar el sistema, reflejado en la Figura 3.10, la cual debe estar en un rango de frecuencia correspondiente al comportamiento inductivo de la bobina.

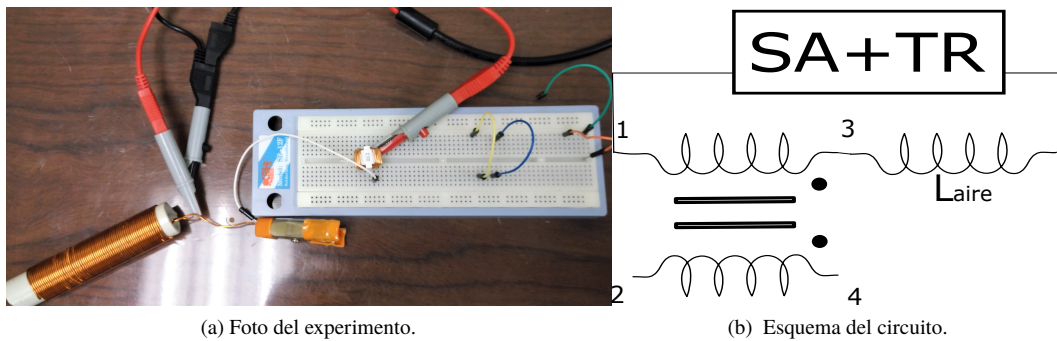


Figura 3.10 Circuito de medida de C_{ps} con una bobina de aire de 25mH.

A pesar de que la frecuencia está en el rango correspondiente, como se puede apreciar en la Figura 3.11, está en el entorno de la frecuencia de resonancia de la bobina aparece una doble resonancia que hace no fiable las medidas.

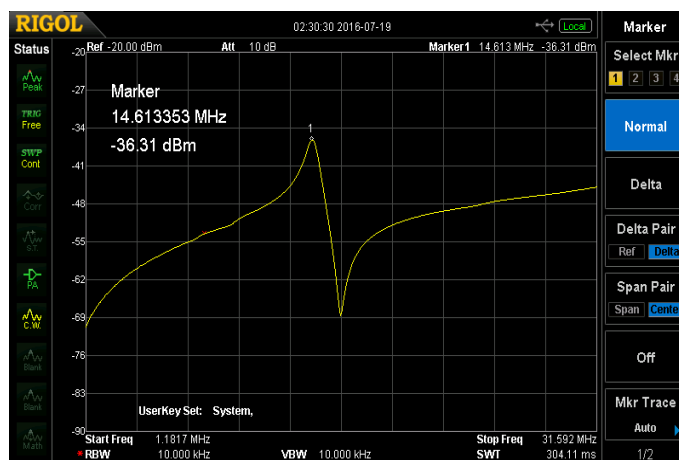


Figura 3.11 Resonancia de C_{ps} con L_{aire} .

A la vista de los resultados, aparece una doble resonancia. Esto es debido a que dicho valor está en las

proximidades de la frecuencia de resonancia de la bobina y no tiene un comportamiento puramente inductivo. Por lo tanto se excluyen los resultados.

En las tablas Tabla 3.6, Tabla 3.7 y Tabla 3.9 se recopilan los resultados de todas las medidas para tener una visión global y analizar la variación de cada parámetro en función de la frecuencia.

Tabla 3.6 Comparación de resultados de L_{lk} medidos con LCR y a partir de la resonancia con C_{1nF} .

Param. \ Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
f_{test} [kHz]	200	200	200	200
$2x L_{lk}$ con LCR [μ H]	15.8	18.6	22.8	430
$f_{resonancia}$ [MHz]	1.26	1.19	1.06	0.45
$2x L_{lk}$ con C [μ H]	15.8	18.0	22.5	125

Tabla 3.7 Resultados obtenidos de L_m medida con LCR y a partir de la resonancia con C_{1nF} .

Param. \ Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
f_{test} [kHz]	15.0	1.00	15.0	1.00
L_m con LCR [mH]	3,3	2.56	2,00	54.8
$f_{resonancia}$ [kHz]	88,3	45,1	112	22,6
L_m con C [mH]	3,25	12,5	2,03	49,5

Con la finalidad de tener una aproximación de la variación de las inductancia, L y (L-M), con la frecuencia se adjunta la Tabla 3.8 en la que se compara los valores obtenidos a un valor más alto de frecuencia respecto a los valores medidos con el LCR, que están a medidas inferiores.

Tabla 3.8 Variación de L y L-M medidos en resonancia con $C=1$ nF respecto a las obtenidas con el medidor LCR.

Param. \ Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
ΔL [%]	1.54	104	1.48	12.73
$\Delta(L-M)$ [%]	0.97	3.4	1.14	244

Las inductancias de los chokes RS 863-3857 y RS 871-1363 no se ven variadas en el rango de frecuencias que se han medido. En contraposición, la L del choke RS 863-3756 disminuye la mitad y los valores de L y (L-M) del choke RS 669-0362 disminuyen aproximadamente un 13 % y un 250 % respectivamente.

Tabla 3.9 Comparación de resultados de C_{ps} obtenidos mediante LCR meter en distintas configuraciones.

Param. \ Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
$2x C_{ps}$ en CC [pF]	2.2	3.3	23.4	16.8
$2x C_{ps}$ en CA [pF]	2.4	3.6	22.2	16.7
$2x C_{ps}$ en diagonal [pF]	2.4	3.7	24	11.1

3.6 Respuesta del choke en circuito abierto

Recordando que como objetivo se tiene obtener un modelo de preciso del comportamiento del choke en un rango de decenas de MHz, en esta sección se pretende medir la atenuación del choke en circuito abierto y con la información obtenida, calcular los parámetros restantes y comprobar que el modelo se adapta también a altas frecuencias.

En la Figura 3.12 se presenta el modelo de circuitos que se va a analizar.

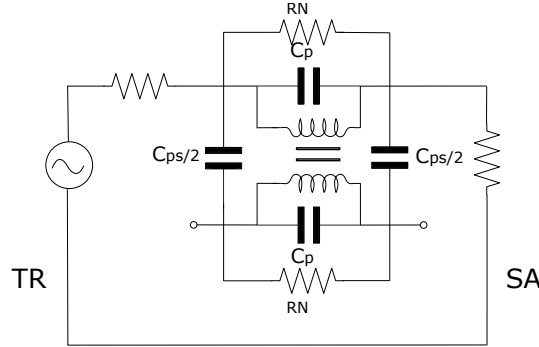


Figura 3.12 Modelo de choke para las simulaciones en PSpice.

Una vez montado el choke, en vez de utilizar ficheros gráficos con las curvas mostradas en pantalla por el SA, se obtienen las trazas en formato .csv ya que posteriormente esto permitirá comparar en una misma gráfica el comportamiento teórico y el experimental. En la Figura 3.13 se muestran las gráficas representadas en Matlab de donde se extraen los tres valores de frecuencia de la Tabla 3.10 que son nuestro interés.

Tabla 3.10 Valores de los polos y el cero de los choke.

Choke Param.	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
f_{p1} [MHz]	1.22	0.816	0.76	0.10
f_o [MHz]	23.4	12.7	14.5	1.51
f_{p2} [MHz]	32	16.8	21.8	2.15

Dado que solo se conocen los valores de L_m , L_{lk} y C_{ps} medidos a bajas frecuencias, se procede al cálculo de C_p con la Ecuación 2.14 donde el valor de la inductancia corresponde al obtenido con el medidor LCR y el valor de f_{p1} de la Tabla 3.10.

Tabla 3.11 Valores de C_p a partir de f_{p1} y L_m del LCR meter.

Choke Param.	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
L_m [mH]	3.30	26.7	2.00	54.8
C_p [pF]	2.58	0.712	11.0	25.2

Hasta ahora con los valores de L_m , L_{lk} y C_{ps} obtenidos con el medidor LCR mostrados en la Tabla 3.2 y con los valores de C_p mostrados en la Tabla 3.11 se tiene una predicción del comportamiento del choke en circuito abierto solamente entorno al valor de f_{p1} . Con otras palabras, se ha conseguido un modelo físico que tiene el primer polo en f_{p1} y cuya atenuación es la misma que la realidad. Para comprobar que con los parámetros obtenidos hasta ahora se obtienen los mismos valores de f_o y f_{p2} que los medidos con el analizador de espectros, se utilizan las ecuaciones 2.17 y 2.19 para comparar los resultados y se agrupan en la Tabla 3.12.

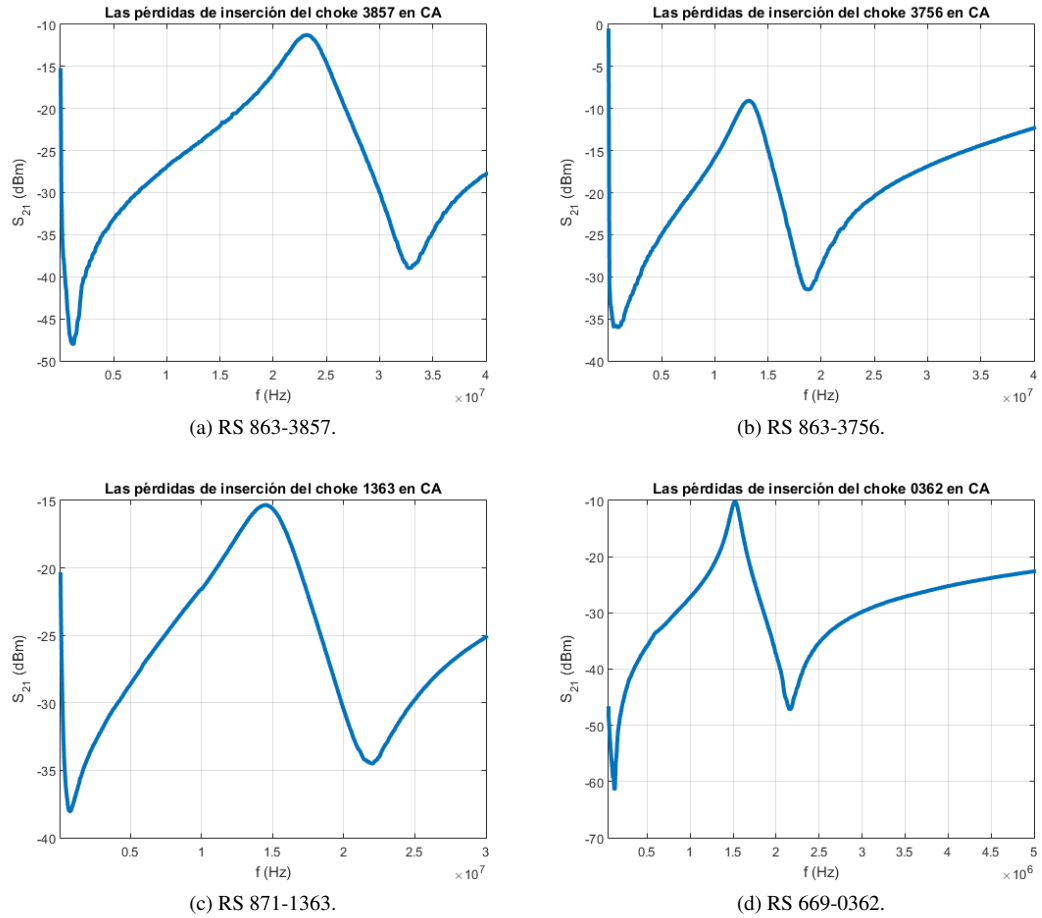


Figura 3.13 Curvas experimentales de los cuatro chokes medidos en CA. Nótese la presencia en todos los casos de 2 ceros de transmisión (polos de impedancia) y de una anti-resonancia intermedia que corresponde a un cero de impedancia del sistema ideal..

Tabla 3.12 Comprobación de los valores de f_o y f_{p2} con los medidos experimentalmente.

Choke Param.	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
f_o [MHz]	22.7	29.8	8.08	1.54
f_{p2} [MHz]	29.7	34.0	9.82	2.06

Con los valores de f_o y f_{p2} obtenidos en la tabla 3.12 se calculan también los errores cometidos respecto al modelo y se muestran en la Tabla 3.13. (Ecuaciones 2.19 y 2.17);

Tabla 3.13 Valores absolutos de los errores de las frecuencias calculadas respecto a las medidas experimentales.

Choke Param.	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
Error de f_o [%]	2.87	82.54	44.3	1.87
Error f_{p2} [%]	7.11	69.39	54.9	4.10

Dado que para el choke L_m varía considerablemente con la frecuencia se ha elegido el valor medido a partir de la resonancia con el condensador externo. Si se coge el valor de $L_m = 11 \text{ mH}$ el error del f_o se reduce

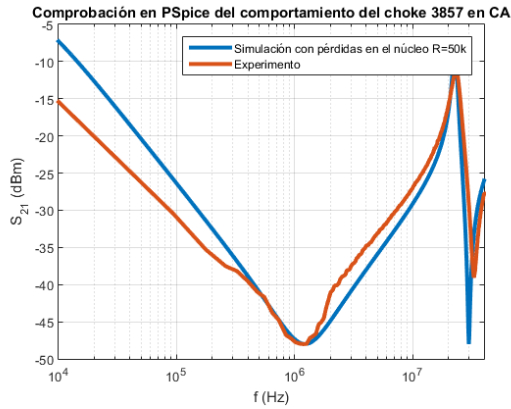
a 82.5 % y del f_{p2} a un 69.3 %.

Los valores finales de los parámetros del modelo de circuito de los chokes se recopilan en la Tabla 3.14. Utilizando estos parámetros se realizan simulaciones en PSpice con el objeto de comprobar en qué medida las curvas de atenuación en CA del modelo se aproximan a las medidas experimentales de las que se han extraído parte de los parámetros.

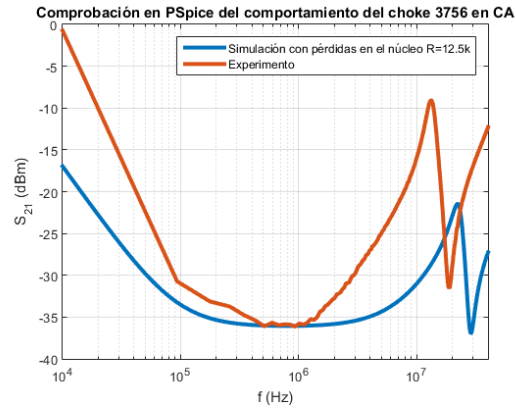
Tabla 3.14 Parámetros del modelo de choke para la simulación en PSpice.

Choke	863-3857	863-3756	871-1363	669-0362
L [mH]	3.30	11.0	2.00	54.8
k	0.9976	0.999	0.994	0.996
C_p [pF]	2.58	1.73	11	22.2
C_{ps} [pF]	1.05	1.65	12	5.5

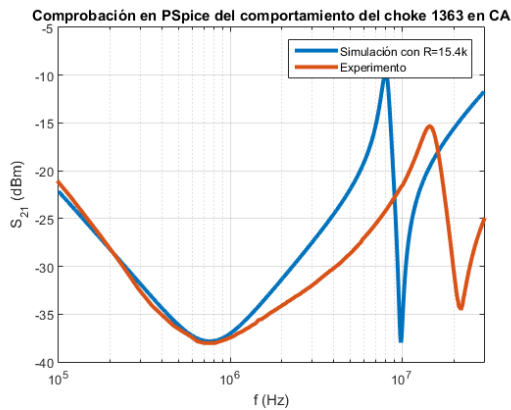
En la Figura 3.14 se comparan para cada choke las curvas obtenidas experimentalmente con la curva predicha por el modelo de circuitos.



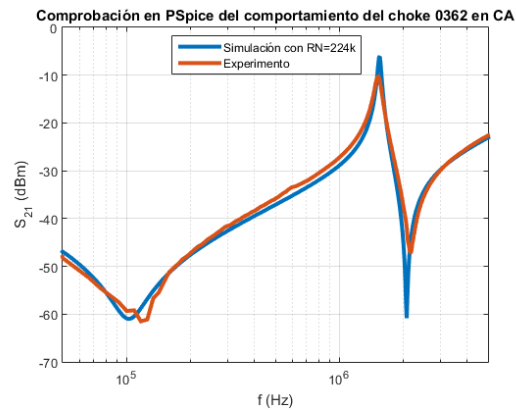
(a) RS 863-3857.



(b) RS 863-3756.



(c) RS 871-1363.



(d) RS 669-0362.

Figura 3.14 Comparación en PSpice del comportamiento de los chokes en CA .

Se puede apreciar que el modelo se adapta muy bien al primer polo para los cuatro chokes, sin embargo sólo para los chokes 863-3857 y 669-0362 coinciden las 3 frecuencias calculadas. La discrepancia que se observan en la zona de frecuencias altas de los otros dos chokes pueden atribuirse fundamentalmente al hecho de que la inductancia del núcleo e incluso sus pérdidas varían en estos casos de una forma notable con la frecuencia, mientras que en nuestro modelo esos parámetros se han estimado a partir de las medidas a

frecuencias más bajas. En el próximo capítulo examinaremos las consecuencias que esto tiene respecto a la predicción que proporciona el modelo a la atenuación del modo común y del modo diferencial.

4 Experimentos y comprobación de resultados

A partir de los resultados obtenidos en el capítulo anterior, 3.6, se puede constatar que el modelo desarrollado permite obtener una buena aproximación de la respuesta del choke en CA alrededor de la frecuencia de resonancia del primer polo, f_{p1} , que corresponde a una excitación en modo común. A frecuencias superiores, en los casos en que el choke presente una variación importante de sus parámetros inductivos con la frecuencia, la aproximación no es tan fiable. Sin embargo, conviene no perder de vista que en realidad el choke no se conecta en CA en un filtro EMI. Esa configuración la hemos usado solamente como un modo sencillo de extraer los parámetros de modelado del choke. Desde el punto de vista práctico resulta entonces fundamental comprobar con qué precisión permite predecir nuestro modelo las pérdidas de inserción reales proporcionadas por un choke cuando está conectado como un componente de un filtro EMI. Por sus diferentes características conviene además hacer esta comprobación separando el análisis en respuesta al CM y al DM.

4.1 Conexión y respuesta de un choke en CM

En la Figura 4.1 se muestra el montaje experimental y el modelo de circuitos equivalente que se propone para excitar un choke en modo par [4]. Los dos sistemas de tres resistencias en triángulo buscan minimizar el salto de impedancia que la señal detecta cuando ha de dividirse en dos caminos. Sin embargo, a las frecuencias a que trabajamos los cables y conectores que se utilizan son eléctricamente cortos, por lo que este efecto de salto de impedancias no es importante.

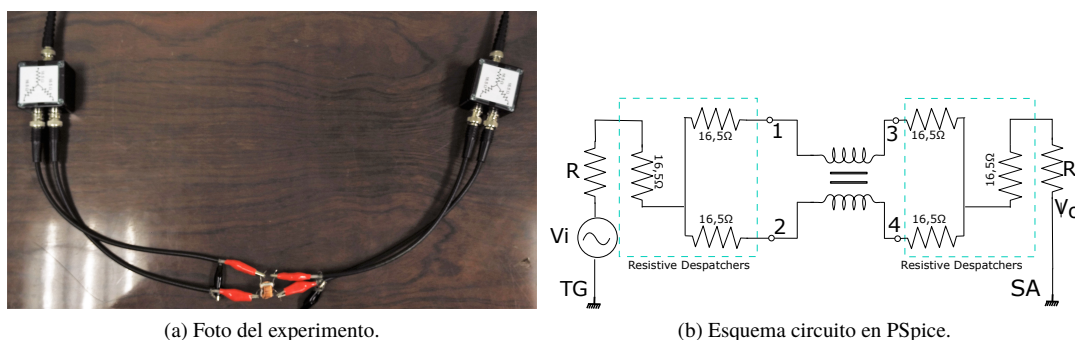


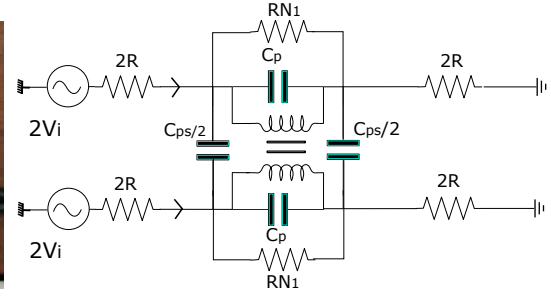
Figura 4.1 Método para medir las pérdidas de inserción, S_{21} , en CM .

En efecto, se ha comprobado que los resultados obtenidos con estos bloques son idénticos a los obtenidos con la conexión directa del choke cortocircuitando los dos devanados como se puede apreciar en la Figura 4.2:

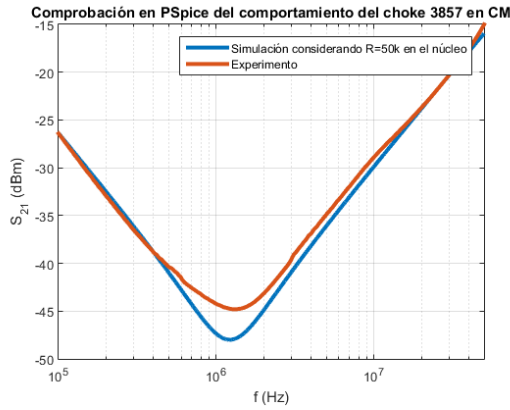
El SA permite guardar las curvas obtenidas experimentalmente en un archivo .csv. Esta acción facilitará la comprensión de los resultados una vez superpuestas en Matlab con las curvas obtenidas con el simulador de circuitos.



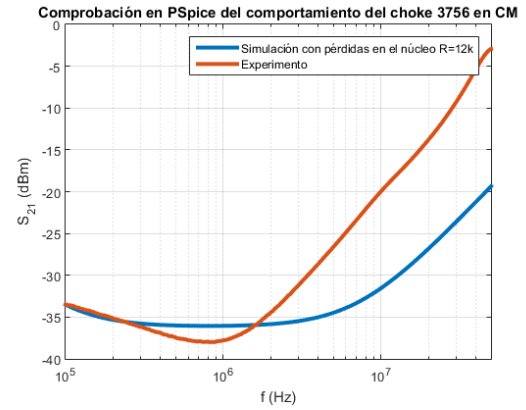
(a) Foto del experimento.



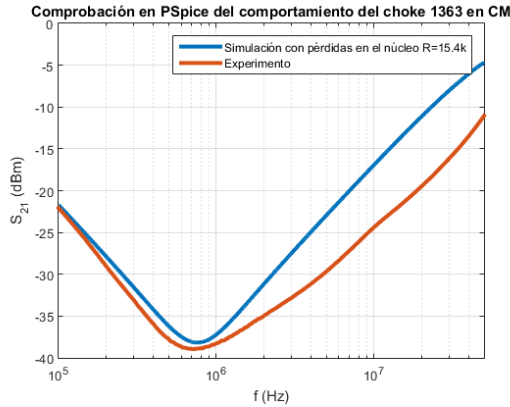
(b) Esquema circuito en PSpice.

Figura 4.2 Evolución de las pérdidas de inserción, S_{21} , para CM.

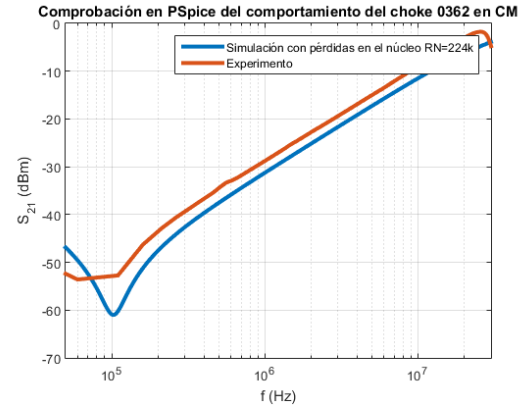
(a) RS 863-3857.



(b) RS 863-3756.



(c) RS 871-1363.



(d) RS 669-0362.

Figura 4.3 Evolución de las pérdidas de inserción, S_{21} , para CM.

La Figura 4.3 muestra la comparación de las curvas experimentales con las proporcionadas para el modelo para los cuatro chokes excitados en CM. A partir de esta figura se puede observar que el modelo se adapta perfectamente al primer choke, 863-3857. Para el choke 871-1363 es válido desde 100kHz hasta 1MHz y para el 669-0362 de los 500kHz hasta 3MHz. Muestra más discrepancia el choke 863-3756 puesto que la resistencia del núcleo calculada a partir de CA es notablemente mayor obteniendo una resonancia con menor factor de calidad y a altas frecuencias se tiene una diferencia de 10dB.

En resumen los resultados muestran que la aproximación del CM es aceptable en la mayor parte de los casos. Puede resultar sorprendente que las inexactitudes del modelo a alta frecuencia que hemos observado en los resultados para conexión al CA no afecten a la respuesta al CM. Esto puede entenderse si se piensa que

la excitación al CM presenta la misma primera frecuencia de resonancia f_{p1} que el choke en CA. En general, a partir de f_{p1} los fenómenos que dominan en el comportamiento del choke son los efectos magnéticos a altas frecuencias y los efectos electrostáticos del núcleo. Los primeros vienen modelados por L_{lk} obtenida a bajas frecuencias, $\approx 1\text{MHz}$, y los segundos vienen modelados por los C_p y C_{ps} . Sin embargo, cuando el choke se conecta en modo común el efecto de L_{lk} es despreciable frente a L_m , mientras que por encima de la frecuencia de resonancia su comportamiento viene determinado exclusivamente por C_p . Como dicha capacidad no muestra una variación importante con la frecuencia en el rango de frecuencias de interés, las curvas a alta frecuencia proporcionan una aproximación razonable. Es interesante destacar que el hecho de que la capacidad parásita no varía con la frecuencia lo hemos comprobado experimentalmente examinando la curva de impedancia del choke en la región en que se comporta como capacitivo y verificando que se observa una pendiente constante de 20 dB/dec.

4.2 Conexión y respuesta de un choke en DM

Para excitar el choke en modo diferencial resulta intuitivo conectar los nodos 1 y 3 al SA y los nodos 2 y 4 a tierra, como se muestra en la Figura 4.4, sin embargo, puede observarse que las medidas obtenidas de esta forma son muy inestables y varían fácilmente con la ubicación de los cables y el propio choke. Esto es debido a que dicho montaje está desbalanceado. Esto quiere decir que mientras uno de los conductores del choke está conectado en ambos extremos a la tierra de los aparatos de medida, el otro devanado se encuentra excitado con un potencial respecto a esos nodos. Esto provoca con facilidad acoplos capacitivos entre el conductor activo y cualquier otro conductor a tierra, ya sea un cable de retorno o el mismo chasis de alguno de los equipos cercanos al filtro. La consecuencia es la aparición de un modo común que depende mucho de la proximidad de elementos conductores (como las propias manos del operador), dando lugar a lecturas muy inestables y erróneas.

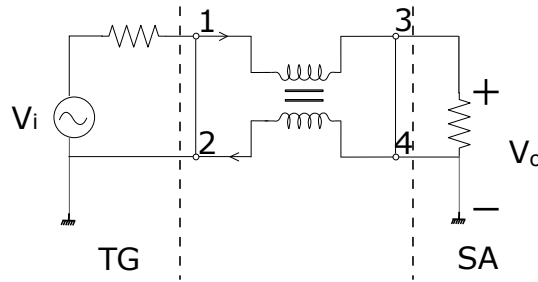
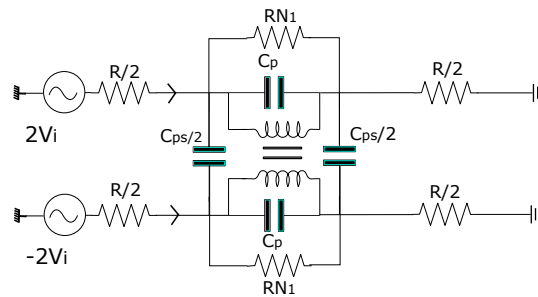


Figura 4.4 Circuito desbalanceado en modo impar.

Como solución a esto para obtener una señal diferencial pura se han utilizado unos transformadores conocidos por la palabra *baluns* (del inglés *balanced-unbalanced lines transformer*). Se trata de transformadores con r_t de 1:1 con un comportamiento próximo al ideal en un amplio rango de frecuencias, en particular de 30kHz a 250MHz. Lo que se consigue con esta configuración es que cada devanado se encuentre excitado con potenciales iguales y de signo contrario al nodo común de tierra. Esto simetriza el comportamiento del circuito reduciendo la inestabilidad y eliminando errores de medida.



(a) Método de la medida de S_{21} en DM.



(b) Esquema circuito en PSpice.

Figura 4.5 Método para medir las pérdidas de inserción, S_{21} , en DM.

Una vez obtenidos los resultados experimentales para los cuatro chokes con el método descrito, en la

Figura 4.6 se superponen las curvas de la atenuación obtenida experimentalmente y la simulada con PSpice.

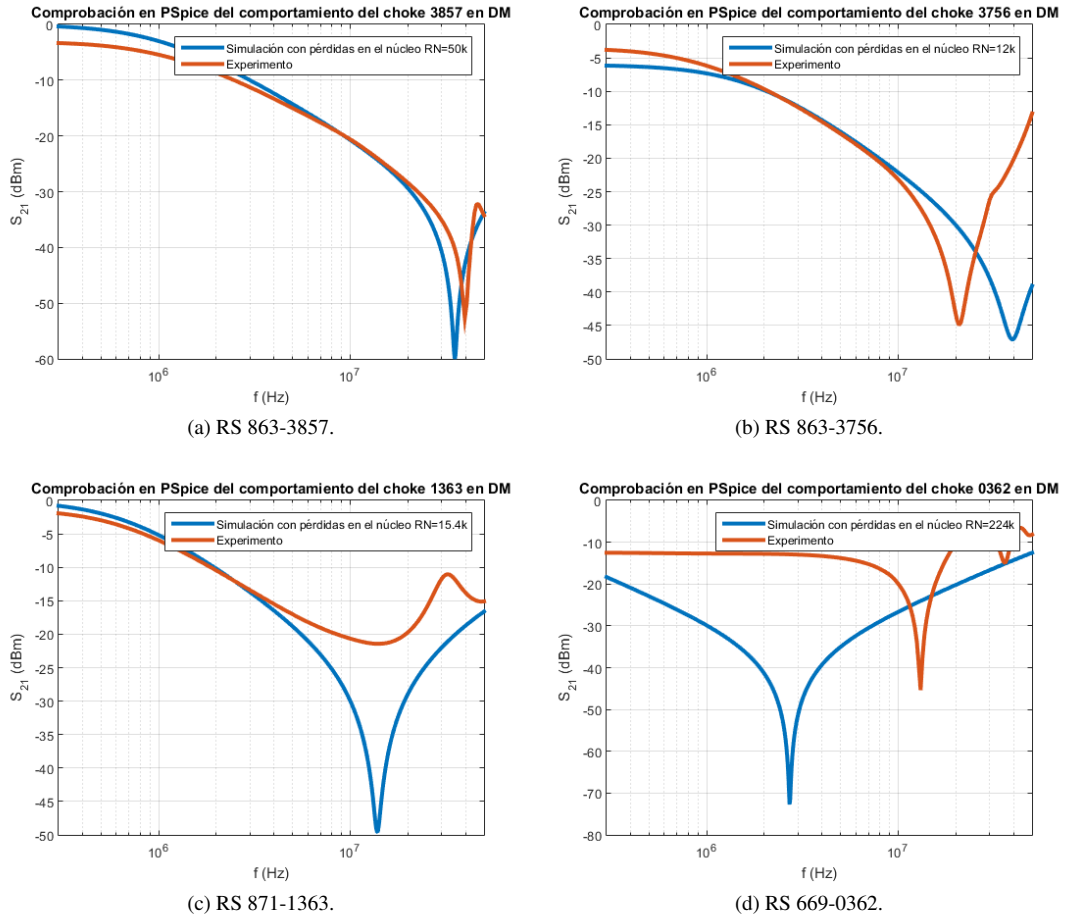


Figura 4.6 Evolución de las pérdidas de inserción, S_{21} , para DM.

El análisis de estos resultados muestra que, tal como se esperaba, el comportamiento real de los chokes solamente queda aproximado en la región de frecuencias bajas. De hecho, tres de ellos muestran una concordancia buena en esa región, y solamente el choke 669-0362 muestra discrepancias importantes, seguramente debido a que sus parámetros inductivos muestran una inusualmente acusada variación con la frecuencia. Se comprueba también que sin embargo este modelo no proporciona una buena aproximación de la frecuencia de resonancia del DM, ni de la atenuación real del DM por encima de esa frecuencia. Como ya se ha indicado, este resultado se podía esperar habida cuenta de que nos hemos concentrado en obtener los parámetros del modelo en la región baja de frecuencias, y no hemos incorporado en el modelo de circuitos elementos correctores para dar cuenta de la variación que experimentan algunos de estos parámetros al subir la frecuencia.

El hecho de que la aproximación de la respuesta del DM no sea tan precisa como la del CM no debe llevarnos a pensar que el modelo no es útil. En efecto, debe tenerse en cuenta que la función primordial de un choke es proporcionar atenuación frente al CM. La atenuación frente al DM es mucho más débil y en un filtro EMI real se obtiene fundamentalmente mediante la inserción de condensadores entre los cables activos (condensadores X). Se puede concluir entonces que el modelo es útil si se pretende obtener una aproximación muy sencilla y rápida del choke (pocas medias, con equipos relativamente baratos y bajo postprocesado). Este modelo proporciona una buena aproximación, incluyendo efectos capacitivos, del efecto primordial del choke: atenuación del CM. Aunque las desviaciones del modelo para el DM pueden ser en algunos casos más importantes, especialmente a frecuencias altas, el error global cometido al predecir el rendimiento del choke en un filtro EMI debe ser pequeño, ya que la atenuación ofrecida por el choke frente al DM es un efecto de segundo orden.

5 Conclusiones y líneas futuras

En este trabajo se ha desarrollado una técnica de medida y extracción de parámetros para implementar un modelo de circuitos de un choke. El objetivo de este modelo es predecir la atenuación ofrecida por el choke no solamente a bajas frecuencias, donde su comportamiento es predominantemente inductivo y se modela fácilmente como un par de bobinas acopladas, sino también en el rango de frecuencias en que éste comienza a comportarse de manera capacitiva. Un modelo de estas características permite una mucha mejor predicción de la respuesta real de un filtro EMI en toda la región de frecuencia donde típicamente las normativas establecen límites de emisiones conducidas (hasta decenas de MHz o incluso 152MHz para la normativa aeronáutica). Aunque en la literatura existen técnicas de modelado de chokes bastante precisas, éstas se basan habitualmente en complejas medidas que implican varias configuraciones diferentes de conexionado del choke y que han de ser realizadas con VNAs o medidores de impedancias. Estos aparatos son costosos y delicados y no están presentes o disponibles en cualquier laboratorio de electrónica. En contraste, la técnica que se ha desarrollado en este trabajo requiere solamente medidas realizadas con un medidor LCR y un analizador de espectros con generador de tracking. Ésta técnica se basa en un estudio detallado de los fenómenos de resonancia que aparecen en la configuración más sencilla en que puede medirse un choke (circuito abierto en el secundario) para realizar una extracción eficiente de los parámetros básicos que definen un modelo físico sencillo del choke que incorpora elementos capacitivos para dar cuenta del comportamiento del choke a frecuencias altas.

Para determinar la precisión de la técnica de modelado que hemos desarrollado se han analizado cuatro chokes de diferentes características, a los que se han extraído los parámetros para construir su modelo de circuitos. Esto ha permitido modelar la respuesta (pérdidas de inserción) del choke en modo común y en modo diferencial. Las predicciones del modelo se han comparado con los resultados de las medidas experimentales de la pérdida de inserción en modo común y en modo diferencial. Del análisis de los resultados se puede concluir que esta primera aproximación permite modelar con razonable precisión en la mayor parte de los casos la atenuación del choke al modo común en un rango de frecuencias que llega hasta las hasta unidades de MHz utilizando aparatos de medida no muy sofisticados. Para frecuencias superiores aparecen efectos parásitos no modelados con suficiente precisión y que son debidos sobre todo a efectos no lineales del núcleo magnético. Hemos encontrado que esta técnica de modelado no siempre permite asegurar una buena aproximación de las pérdidas de inserción del modo diferencial, ya que típicamente los fenómenos de resonancia y aumento de atenuación de este modo ocurren a frecuencias altas. Sin embargo, hay que recordar que el objetivo principal de un choke es proporcionar una atenuación importante al modo común, mientras que la atenuación del modo diferencial es mucho menor y en un filtro EMI real viene proporcionada por los condensadores X. Es decir, la inexactitud relativa del modelo para el modo diferencial tiene una importancia pequeña de cara al problema global del filtro EMI.

En definitiva, la técnica presentada permite obtener una aproximación a la respuesta al ruido en modo común del choke en un rango amplio de frecuencias. Esto se logra a partir de un conjunto de medidas muy simples que no requieren aparatos sofisticados ni un post-procesado laborioso de los resultados, lo que permite acelerar el proceso de diseño de un filtro EMI a partir de unos requerimientos básicos y unos componentes disponibles en el laboratorio. En este sentido, es importante destacar que la experiencia en el desarrollo de proyectos en el sector industrial que poseen los tutores del trabajo muestra las ventajas en el ámbito del diseño de EMC de un sacrificio razonable de precisión a cambio de aumento de sencillez del proceso y disminución de tiempo de desarrollo. Muy a menudo resulta inútil obtener una muy alta precisión en el diseño de un

componente a costa de un largo tiempo de cálculo y del uso de equipos de alto coste si se tiene en cuenta que este componente va a formar parte de un equipo habitualmente complejo que normalmente no se encuentra modelado con la misma precisión.

El presente trabajo abre un abanico importante de aspectos de mejora de cara a un trabajo futuro. Un primer punto sería abordar el problema de la alta dependencia con la frecuencia que tienen parámetros como la inductancia de magnetización o las pérdidas en el núcleo en materiales reales. Para abordar este problema se plantea un ligero incremento de la complejidad del circuito de modelado, que englobe en bloques separados los parámetros que afectan al modo común (habitualmente relevantes a frecuencias menores) y en otro bloque los parámetros del modo diferencial (que son lo que se manifiestan en el rango de frecuencias más altas). En este contexto se plantea la conveniencia de desarrollar un programa informático (en Python o Matlab) que a partir de los parámetros básicos de las medidas permita generar el modelo del choke e incluso lanzar una simulación en Pspice que proporcione las curvas aproximadas de respuesta del choke al modo común y diferencial. La simple visualización de esas curvas permitiría al ingeniero de EMC una rápida toma de decisiones en la selección de componentes (chokes) del filtro EMI. También permitiría incluir de forma rápida el modelo de circuitos del choke dentro de un modelo del equipo en desarrollo o de un modelo del filtro EMI completo.

Índice de Figuras

1.1	Arquitectura convencional de la distribución de la distribución de potencia	1
1.2	Arquitectura MEA de la distribución de la distribución de potencia	2
1.3	Ejemplo de diferentes tipos de chokes	3
1.4	LCR meter	5
1.6	Analizador de Espéctros RIGOL DSA815	5
1.5	Analizador Vectorial de Red Rohde&Schwarz	5
2.1	Símbolo del choke	7
2.2	Modelo de las bobinas acopladas	7
2.3	Modelo de un transformador	8
2.4	Modelo equivalente en T	8
2.5	Circuito equivalente con el secundario cortocircuitado	9
2.6	Circuito equivalente con el secundario cortocircuitado	9
2.7	Modelo del choque: a) Corrientes que circulan por el dispositivo b) Corrientes en modo diferencial que circulan por el dispositivo c) Corrientes en modo común que circulan por el dispositivo	10
2.8	Excitación con corriente en CM	10
2.9	Excitación con corriente en DM	10
2.10	Modelo de un choque a alta frecuencia	11
2.11	Circuito de un choke conectado a SA con secundario abierto o cortocircuitado	12
2.12	Circuito equivalente CC en el secundario a altas frecuencias	12
2.13	Circuito simétrico de un choke conectado a SA con secundario abierto	13
2.14	Modo del circuito simétrico de un choke conectado a SA con secundario abierto	13
2.15	Superposición de i_{CM} y de i_{DM}	14
2.16	Esquema del circuito para el cálculo del primer polo	15
2.17	Esquema del circuito para el cálculo del cero	15
2.18	Esquema del circuito para el cálculo del segundo polo	15
2.19	Montaje del choke excitado en CM conectado a un SA+TG o VNA	16
2.20	Esquema equivalente del montaje del choke excitado en CM conectado a un SA+TG o VNA	16
2.21	Circuito equivalente del choke excitado con una corriente en CM	16
2.22	Circuito equivalente simplificado del choke excitado con una corriente en CM	16
2.23	Montaje erróneo del choke excitado con una corriente en DM	17
2.24	Montaje del choke excitado con una corriente en DM	17
2.25	Montaje del choke excitado con una corriente en DM	17
2.26	Montaje del choke excitado con una corriente en DM	17
2.27	Modelo de un choke a altas frecuencias propuesto por miembros del IEEE	18
2.28	Esquema del circuito del choke para CA y CC	19
2.29	Las pérdidas de inserción, S_{21} para el choke para CA y CC	19
2.30	Montaje del choke excitado en CM y en DM conectado a un SA+TG o VNA	19
3.1	Selección de chokes	21
3.2	Medida de L_m con LCR meter de: a) esquema del circuito b) foto del circuito	22

3.4	Las dos alternativas de configuraciones de medida del parámetro C_{ps} : a) Configuración en CA b) Configuración en diagonal	22
3.3	Foto de la medida con LCR meter de: a) L_{lk} c) C_{ps} Esquema de la medida con LCR meter de: b) L_{lk} d) C_{ps}	23
3.5	Circuito de medida de L_m con un condensador electrolítico de 1 nF	24
3.6	Resonancia de L_m con un condensador de $C=1\text{nF}$	25
3.7	Circuito para medir L_{lk} en resonancia con $C_{1\text{nF}}$	26
3.8	Resonancia de L_{lk} con un condensador de $C=1\text{nF}$	26
3.9	Comportamiento inductivo y capacitivo de la bobina de aire	27
3.10	Circuito de medida de C_{ps} con una bobina de aire de 25mH	27
3.11	Resonancia de C_{ps} con L_{aire}	27
3.12	Modelo de choke para las simulaciones en PSpice	29
3.13	Curvas experimentales de los cuatro chokes medidos en CA. Nótese la presencia en todos los casos de 2 ceros de transmisión (polos de impedancia) y de una anti-resonancia intermedia que corresponde a un cero de impedancia del sistema ideal.	30
3.14	Comparación en PSpice del comportamiento de los chokes en CA	31
4.1	Método para medir las pérdidas de inserción, S_{21} , en CM	33
4.2	Evolución de las pérdidas de inserción, S_{21} , para CM	34
4.3	Evolución de las pérdidas de inserción, S_{21} , para CM	34
4.4	Circuito desbalanceado en modo impar	35
4.5	Método para medir las pérdidas de inserción, S_{21} , en DM	35
4.6	Evolución de las pérdidas de inserción, S_{21} , para DM	36

Índice de Tablas

3.1	Resumen de las características de los chokes seleccionados	21
3.2	Parámetros L_m , L_{lk} y C_{ps} obtenidos mediante LCR meter	22
3.3	C_{ps} obtenidos mediante LCR meter en distintas configuraciones	23
3.4	L_m obtenida mediante resonancia con un condensador de 1 nF	25
3.5	Resultados obtenidos de L_{lk} en resonancia con C_{1nF}	26
3.6	Comparación de resultados de L_{lk} medidos con LCR y a partir de la resonancia con C_{1nF}	28
3.7	Resultados obtenidos de L_m medida con LCR y a partir de la resonancia con C_{1nF}	28
3.8	Variación de L y L-M medidos en resonancia con C=1 nF respecto a las obtenidas con el medidor LCR	28
3.9	Comparación de resultados de C_{ps} obtenidos mediante LCR meter en distintas configuraciones	28
3.10	Valores de los polos y el cero de los choke	29
3.11	Valores de C_p a partir de f_{p1} y L_m del LCR meter	29
3.12	Comprobación de los valores de f_o y f_{p2} con los medidos experimentalmente	30
3.13	Valores absolutos de los errores de las frecuencias calculadas respecto a las medidas experimentales	30
3.14	Parámetros del modelo de choke para la simulación en PSpice	31

Bibliografía

- [1] Doctor O F Sciences and Michael Hartmann. Ultra-Compact and PWM Rectifier Systems for More Electric Aircraft. (19755), 2011.
- [2] Gestión del Tráfico Aéreo Grado en Ingeniería Aeroespacial Universidad de Sevilla. 2015.
- [3] Passive Component Analyser. Want to use it now ? We understand that you want to use your Atlas LCR. 2012.
- [4] Clayton R Paul. *Introduction to Electromagnetic Compatibility Second Edition*.
- [5] Jean Luc Kotny, Xavier Margueron, and Nadir Idir. High-frequency model of the coupled inductors used in EMI filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(6):2805–2812, 2012.
- [6] Juan Carlos Colombo. Medición de parámetros de dispersión s. *Guía de estudio de la*, 2012.
- [7] Advisory Circular. 160, 2011.
- [8] Kamiar J Karimi. Future Aircraft Power Systems- Integration Challenges Future Aircraft Power Systems- Integration Challenges. page 27, 2007.
- [9] KEMET Part Number : SC-02-30G. page 9880, 2015.
- [10] KEMET Part Number : SCF20-05-1100. 1100:20051100, 2015.
- [11] V Ac. Power line chokes Current-compensated ring core double chokes. (July):1–6, 2012.
- [12] KEMET Part Number : SCF20-05-1100. 1100:20051100, 2015.
- [13] KEMET Part Number : SC-02-30G. page 9880, 2015.
- [14] Current-compensated Choke We-lf Smd. Spezifikation für Freigabe / specification for release Spezifikation für Freigabe / specification for release Kunde / customer : typischer Dämpfungsverlauf / typical attenuation curve. (0):2–3, 2008.
- [15] X. Margueron J. L. Kotny and N. Idir.